



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH

Escola Politècnica Superior d'Enginyeria
de Vilanova i la Geltrú

TRABAJO FINAL DE MÁSTER

TÍTULO: Estudio comparativo entre el control en el marco de referencia $\alpha\beta$ y el control predictivo basado en el modelo dinámico del sistema para un filtro activo en paralelo

AUTOR: Gaitán Rodríguez, Diana Milena

FECHA: Enero de 2019

APELLIDOS: Gaitán Rodríguez

NOMBRES: Diana Milena

TITULACIÓN: Máster Universitario en Ingeniería de Sistemas Automáticos y Electrónica Industrial

PLAN: 2012

DEPARTAMENTO: Ingeniería Electrónica

CALIFICACIÓN DEL TFM

TRIBUNAL

PRESIDENTE

SECRETARIO

VOCAL

FECHA DE LECTURA:

Este proyecto tiene en cuenta aspectos medioambientales: ☐ Sí ☐ No

RESUMEN

El uso de elementos electrónicos en las aplicaciones industriales está en constante crecimiento debido a las ventajas que éstos presentan en términos del control del comportamiento de sistemas. Dicho esto, el incremento de cargas no lineales ha sido inevitable, repercutiendo directamente en el aumento de las distorsiones de corriente y voltaje presentes en la redes de distribución, provocando pérdidas significativas, empeorando el factor de potencia, y, en últimas, reduciendo la calidad de la energía eléctrica.

Con el ánimo de solventar este tipo de inconvenientes, se han implementado diversos métodos que compensen el impacto de las cargas no lineales pero se ha encontrado que su comportamiento puede llegar a acarrear problemas adicionales. Un ejemplo de esto son los arreglos de condensadores y los conocidos filtros pasivos. Sin embargo, la implementación de filtros activos, han tenido una gran acogida en los últimos años debido a que sus características dinámicas permiten la adaptación a las necesidades del sistema a compensar. Es por esto que el desarrollo de controladores que permitan dominar el comportamiento de los filtros activos se ha convertido en una necesidad inherente al crecimiento industrial, y actualmente existen una gran diversidad de métodos que pueden ser implementados para ello.

A lo largo de este Trabajo de Fin de Máster (TFM) se desarrollan las simulaciones de dos tipos de control para un sistema que cuenta con un filtro activo en paralelo (SAPF) a una carga no lineal: el Control en el marco de referencia $\alpha\beta$ y el Control Predictivo basado en el Modelo del sistema (MPC). Estos son comparados con la intención de definir cuál genera mejores resultados en cuanto a la calidad de energía, prestando especial atención a la tasa de distorsión armónica (*THD*) obtenida, para el esquema simulado de un banco de pruebas experimentales desarrollado por el grupo de investigación SEPIC de la UPC.

Los resultados obtenidos permiten concluir que, aunque los dos tipos de controladores presentados compensan el contenido armónico introducido por la carga no lineal del sistema cumpliendo con la normativa asociada a sistemas que requieren potencia, solamente el MPC lo realiza de una manera precisa, lo cual esta asociado a que al tener una función de coste que integra tanto las variables como las restricciones que deben ser tenidas en cuenta, realiza de forma autónoma los cálculos que optimizan el comportamiento del SAPF para el objetivo planteado.

Palabras Clave:

Compensación de armónicos

Control en marco de referencia $\alpha\beta$

Control predictivo basado en el modelo dinámico del sistema

Filtro activo en paralelo

Potencia reactiva

Tasa de distorsión armónica

ABSTRACT

The use of electronic equipment in industrial applications is constantly growing due to the advantages that are inherent to these elements in terms of controlling the behavior of the systems. That said, the increase of non-linear loads has been inevitable, directly increasing the distortion of the current and the voltage from the distribution network, causing significant losses, worsening the power factor, and, ultimately, reducing the quality of the electric power.

In order to solve this type of inconvenience, several methods have been implemented to compensate the impact of non-linear loads, but it has been found that their behavior can lead to additional problems. An example of this are the capacitor arrays and the commonly known passive filters. However, the implementation of active filters have been very well received in recent years because of the characteristics of its dynamic that allows the adaptation to the needs of the system to be compensated. That is why the development of controllers that allow to dominate the behavior of active filters has become an inherent necessity for industrial growth, and nowadays there is a great diversity of control methods that can be implemented for it.

Throughout this Final Master's Project (TFM) the simulations of two types of control are developed for a system that has an active filter in parallel (SAPF) to a non-linear load: the Control in the $\alpha\beta$ reference frame and the Model Predictive Control (MPC). These are compared with the intention to define which one generates the best results in terms of the energy quality, paying special attention to the harmonic distortion rate (*THD*), of the simulated scheme of an experimental test bench developed by the SEPIC research group of the UPC. The results obtained allow us to conclude that, although the two types of controllers presented compensate the harmonic content introduced by the non-linear load of the system complying with the regulations associated with systems that require power, only the MPC does it in an accurate way, which is associated with the fact that having a cost function that integrates both the variables and the restrictions that must be taken into account, gives the controller the autonomy to independently perform the calculations that optimize the behavior of the SAPF for the proposed objective.

Key Words:

$\alpha\beta$ reference frame control

Model predictive control

Harmonic compensation

Harmonic distortion rate

Reactive power

Shunt active power filter

Índice

1. Introducción	9
1.1. Motivación	12
1.2. Objetivos del proyecto	13
1.2.1. Objetivo general	13
1.2.2. Objetivos específicos	13
1.3. Alcance del proyecto	14
2. Filtros activos	15
2.1. Dinámica del filtro activo	18
2.2. Técnicas de control para filtros activos	19
2.2.1. Control de lógica difusa	19
2.2.2. Modulación de ancho de pulso	20
2.2.3. Control de histéresis	20
2.2.4. Control por modulación delta	20
2.2.5. Control por <i>dead-beat</i>	21
3. Sistema de simulación	23
3.1. Simulación del sistema sin control	24
3.2. Resultados de simulación del sistema sin control	25
4. Control en el marco de referencia alfa-beta ($\alpha\beta$)	27
4.1. Simulación de control en el marco de referencia alfa-beta ($\alpha\beta$)	29
4.2. Resultados de simulación en el marco de referencia alfa-beta ($\alpha\beta$)	33
5. Control predictivo basado en el modelo dinámico del sistema	35
5.1. Simulación de control predictivo de modelo	41
5.2. Resultados de simulación con control predictivo de modelo	48
6. Estudio comparativo	51
6.1. Bases de evaluación	51
6.2. Tabla comparativa	52
6.3. Análisis de resultados	52
7. Conclusiones	56
Referencias	57

Índice de figuras

1.1. Impacto de cargas lineales en fuente de distribución eléctrica.	9
1.2. Impacto de cargas no lineales en fuente de distribución eléctrica.	10
1.3. Topología de un reactor compensador.	11
1.4. Topología de un filtro LC compensador.	12
1.5. Topología de un filtro activo en paralelo.	12
2.1. Visualización general de un SAPF.	16
2.2. Visualización de bucles de control presentes en un sistema con compensación de armóni- cos por SAPF	18
2.3. Modelo de filtro activo	18
2.4. Control de lógica difusa. Fuente imagen: [8].	20
2.5. Control de modulación de ancho de pulso. Fuente imagen: [11].	21
2.6. Control de histéresis. Fuente imagen: [11].	21
2.7. Control de modulación delta. Fuente imagen: [11].	22
3.1. Visualización general del sistema de simulación.	23
3.2. Gráfica detallada de voltaje y corriente (*10) para el sistema sin compensación.	24
3.3. Gráfica del resultado del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema sin SAPF, con $R_l = 100$	25
3.4. Gráfica del resultado del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema sin SAPF, con $R_l = 50$	25
4.1. Diagrama de bloques de un control en coordenadas $\alpha\beta$	29
4.2. Módulo de control en el marco de referencia $\alpha\beta$ para un SAPF.	30
4.3. Gráfica detallada de voltaje y corriente (*10) para el sistema con compensación de SAPF y control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 100$	30
4.4. Gráfica detallada de voltaje y corriente (*10) para el sistema con compensación de SAPF y control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 50$	31
4.5. Gráfica de potencia activa y reactiva para el sistema con compensación de SAPF y control en el marco de referencia $\alpha\beta$	31
4.6. Gráfica del voltaje de salida para el sistema con compensación de SAPF y control en el marco de referencia $\alpha\beta$	32
4.7. Gráfica detallada de corrientes relevantes para el sistema con compensación de SAPF y control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 100$	32
4.8. Gráfica detallada de corrientes relevantes para el sistema con compensación de SAPF y control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 50$	33
4.9. Gráfica del resultado del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 100$	34

4.10. Gráfica del resultado del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 50$	34
5.1. Diagrama de bloques de un control MPC.	41
5.2. Módulo de control MPC para un SAPF.	42
5.3. Gráfica detallada de voltaje y corriente (*10) para el sistema con compensación de SAPF y control MPC, con $R_l = 100$	46
5.4. Gráfica detallada de voltaje y corriente (*10) para el sistema con compensación de SAPF y control MPC, con $R_l = 50$	46
5.5. Gráfica de potencia activa y reactiva para el sistema con compensación de SAPF y control MPC.	47
5.6. Gráfica del voltaje de salida para el sistema con compensación de SAPF y control MPC.	47
5.7. Gráfica detallada de corrientes relevantes para el sistema con compensación de SAPF y control MPC, con $R_l = 100$	48
5.8. Gráfica detallada de corrientes relevantes para el sistema con compensación de SAPF y control MPC, con $R_l = 50$	49
5.9. Gráfica del resultado del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control MPC, con $R_l = 100$	49
5.10. Gráfica del resultado del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control MPC, con $R_l = 50$	49

Índice de tablas

3.1. Parámetros de simulación	24
3.2. Valores obtenidos del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema sin SAPF, con $R_l = 100$	26
3.3. Valores obtenidos del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema sin SAPF, con $R_l = 50$	26
4.1. Valores obtenidos del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 100$	34
4.2. Valores obtenidos del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 50$	34
5.1. Valores obtenidos del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control MPC, con $R_l = 100$	50
5.2. Valores obtenidos del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control MPC, con $R_l = 50$	50
6.1. Comparación de diferentes controles para un SAPF de compensación de un sistema con carga no lineal.	53

1. Introducción

Actualmente existe una amplia y creciente diversidad de equipos electrónicos que son conectados a la red de distribución eléctrica para obtener la energía necesaria que les permite funcionar. Entre ellos se pueden encontrar elementos como computadores portátiles, teléfonos móviles, electrodomésticos, fuentes de alimentación (AC y DC), cuadros de control y motores (con sus respectivos accionamientos) que, como es evidente, cuentan con características eléctricas completamente diferentes haciendo necesario contar con una red de distribución que no solamente soporte la energía requerida por todos, sino que asegure que no se van a generar picos de tensión y/o corriente que puedan afectar a los demás elementos a ella conectados.

Este último punto se ha convertido en un reto mayor con el paso del tiempo ya que, inicialmente, los dispositivos conectados a la red contenían elementos lineales como lo son resistencias, condensadores e inductores que, aunque generaban un pequeño desfase en la señal de corriente con respecto a la señal de voltaje, permitían que las ondas que recorrían la red se mantuvieran lo suficientemente sinusoidales (ver Figura 1.1). Pero, a sabiendas de que la presencia del desfase generado debido a los componentes inductivos significaba una menor eficiencia en el aprovechamiento de la energía, se desarrolló un método de medición del impacto que puede causar un equipo al ser conectado al sistema conocido como factor de potencia (FP), y se determinaron formas de controlarlo por medio de la instalación de bancos de baterías y condensadores que compensaran el efecto inductivo de manera efectiva y sin un costo excesivamente elevado, que siguen funcionales hoy en día. [1].

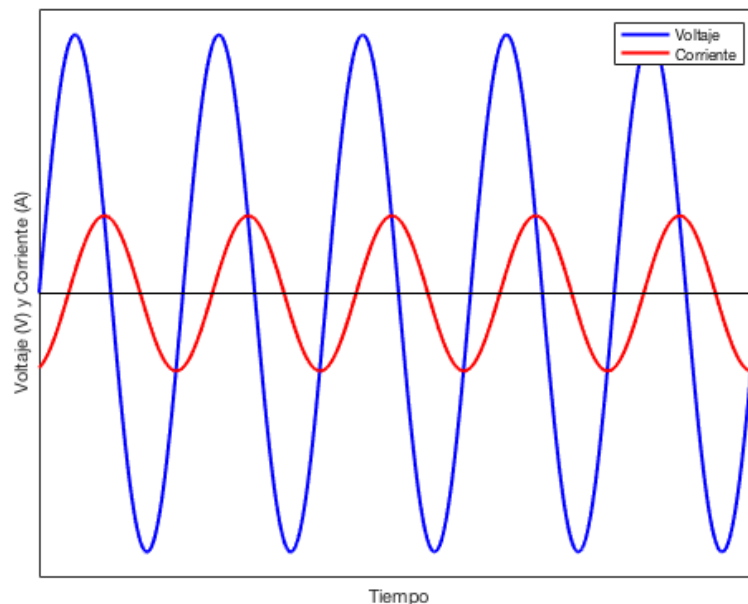


Figura 1.1: Impacto de cargas lineales en fuente de distribución eléctrica.

Sin embargo, en los equipos actuales, especialmente en aquellos utilizados en ambientes industriales, existe un gran contenido de diversos elementos no lineales, como lo son diodos, transistores, compuertas lógicas, memorias y procesadores, entre otros, que requieren una forma de onda de corriente diferente

a la forma de onda entregada por la fuente de energía eléctrica por lo que generan una deformación en las ondas sinusoidales de la frecuencia de red, ocasionando la aparición de armónicos y afectando la calidad de la energía entregada en toda la línea (ver Figura 1.2). Este fenómeno denominado “Distorsión Eléctrica”, cuantificado a través de la distorsión total de armónicos (THD), es un problema que genera pérdidas y puede causar fallas significativas a nivel de interferencia en las señales de video y telefonía, sobrevoltajes en los sistemas de potencia, disminución de la vida útil de los bancos de condensadores que compensan el factor de potencia, falsos accionamientos de relés y/o protecciones de los equipos, inestabilidad en los sistemas de potencia e incremento de las pérdidas técnicas, entre otros, lo cual afecta directamente tanto a los usuarios finales como a la entidad o el sistema encargado de la distribución de energía eléctrica, convirtiéndose en la causa directa del incremento de los costos de la energía.

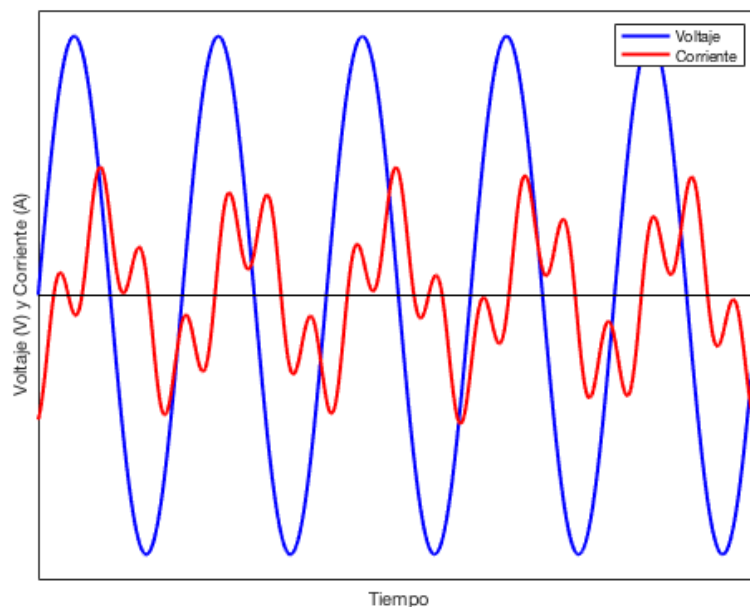


Figura 1.2: Impacto de cargas no lineales en fuente de distribución eléctrica.

Entonces, debido al impacto que la conexión de este tipo de cargas puede tener, se han establecido leyes que definen los límites permisibles de distorsión, dependiendo de la tensión de operación y de su influencia en el sistema. Los estándares europeos, definidos por la IEC (International Electrotechnical Commission) y el CENELEC (Comité Europeo de Normalización Electrotécnica), han establecido normas que limitan perturbaciones de baja frecuencia en redes industriales y domésticas así como el consumo de armónicos de corriente en cualquier producto que pueda ser considerado como una carga monofásica o trifásica, como se puede observar en las normas IEC 61000 y EN 61000. Allí, además, se establecen cuatro grupos de clasificación de cargas eléctricas, por medio de las cuales se realiza la separación entre elementos como electrodomésticos y dispositivos industriales sobre los que posteriormente se determina el máximo de corriente armónica permitida para armónicos pares e impares. En España, el límite de distorsión de tensión aceptado por UNIPED (Unión de productores y distribuidores de energía eléctrica) es de $THD_V = 5\%$ para redes industriales en baja tensión, mientras que en media y alta tensión el nivel máximo recomendado por los organismos internacionales es de $THD_V = 3\%$.

Por otro lado, los estándares americanos, definidos por la normativa IEEE 519-1992 que recomienda prácticas y requisitos para el control de armónicos tanto a nivel de usuario como de redes, establece el $THD_V = 5\%$ para redes de baja tensión, $THD_V = 2.5\%$ en media tensión, y $THD_V = 1.5\%$ en alta tensión. [2].

Teniendo en cuenta que existen penalizaciones cuando el factor de potencia y la distorsión total de armónicos no cumple con lo establecido, entender y encontrar una forma para compensar los armónicos que están siendo generados por un equipo se convierte en un tema de alta relevancia. Básicamente, los armónicos son tensiones o corrientes sinusoidales cuya frecuencia es un múltiplo entero de la frecuencia a la cual el sistema de alimentación opera y que se presentan debido a fenómenos transitorios tales como arranque de motores, conmutación de capacitores, efectos de tormentas o fallas por cortocircuito, entre otros. Este comportamiento se puede identificar siempre que las deformaciones en una señal tengan valores definidos dentro de un intervalo, lo que implica que la energía contenida es finita; sean periódicas, teniendo la misma forma de onda en cada ciclo de la señal de corriente o voltaje; y sean permanentes. Y, puede ser atenuado a través de diferentes técnicas que han sido perfeccionadas con el paso de los años como lo son la introducción de reactores en las líneas, la instalación de filtros pasivos sintonizados y, finalmente, la instalación de filtros activos de compensación.

Cada uno de los modos mencionados de mitigación de la presencia de las señales armónicas en las redes de distribución eléctrica, cuenta con un método de funcionamiento diferente que pretende obtener la mejor relación coste de producción-eficiencia de uso en términos de energía. Los reactores (ver Figura 1.3) pretender reducir y/o restringir el flujo de corriente de corto circuito y/o arranque, protegiendo el sistema de tensiones mecánicas excesivas y posible sobrecalentamientos, no obstante su implementación ocasiona que el porcentaje total de reactancia del sistema aumente, causando de ese modo la disminución del factor de potencia debido a un mayor ángulo de desfase. Los filtros pasivos sintonizados (ver Figura 1.4) son filtros que únicamente contienen una combinación de elementos pasivos, siendo el LC (inductor y condensador) el más simple y conocido para su instalación en paralelo, absorben la frecuencia armónica de la carga para la frecuencia de resonancia pero pueden generar resonancias con baterías de condensadores, otros elementos conectados a la red, y la inductancia del transformador de alimentación, que pueden derivar en la amplificación de las distorsiones, requiriendo de un análisis profundo del sistema antes de su implementación. Este tipo de compensadores de armónicos se encuentran usualmente en aplicaciones como variadores de velocidad, hornos de inducción, hornos de arco y rectificadores.

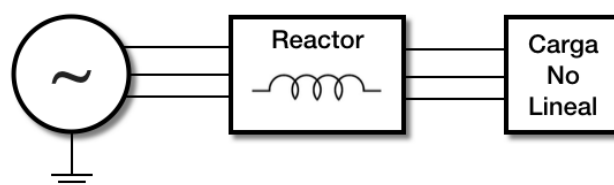


Figura 1.3: Topología de un reactor compensador.

Como una alternativa adicional, se encuentran los filtros activos en paralelo (ver Figura 1.5) que,

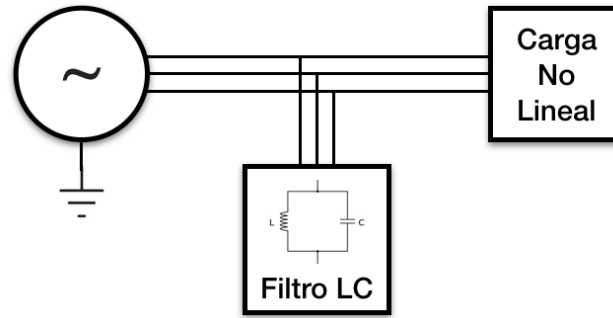


Figura 1.4: Topología de un filtro LC compensador.

con inversores de fuente de tensión o de corriente, logran generar las tensiones o corrientes armónicas en el mismo instante en que son demandados por la carga no lineal, cambiando constantemente su condición de operación mediante un adecuado circuito de control, y teniendo una fácil adaptación a cualquier tipo de carga (monofásica o trifásica). De la literatura existente con respecto al funcionamiento de este tipo de dispositivos, se conoce que la compensación armónica cubre el rango desde el orden 2 al orden 25, o desde el orden 2 al orden 50 según el compensador usado, con posibilidades de compensación parcial o total. Estos, son especialmente implementados debido a la flexibilidad en el control, el tiempo de respuesta rápido, bajo costo por mantenimiento, la capacidad de compensación de varios armónicos a la vez, y el hecho de no presentar problemas de resonancia natural. Las aplicaciones típicas de los compensadores activos están en instalaciones de potencia baja y potencia media (desde pocas decenas de kVA a pocos cientos de kVA), incluyendo equipos de computación, UPS, variadores de velocidad e iluminación fluorescente, entre otras. [3], [4], [5].

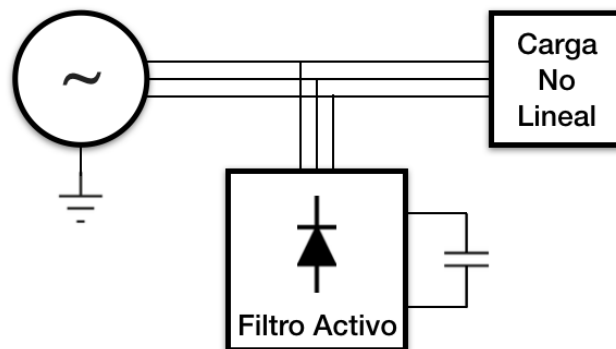


Figura 1.5: Topología de un filtro activo en paralelo.

1.1. Motivación

Teniendo en cuenta que por las características de funcionamiento de algunos de los sistemas de compensación existentes en el mercado, presentadas en la sección inmediatamente anterior, es posible determinar que los filtros activos en paralelo presentan la mayor cantidad de ventajas en lo referente a la compensación de las distorsiones armónicas generadas por cargas no lineales en las redes de

distribución, es evidente que debido a la creciente tendencia global del uso de elementos electrónicos, sobre todo a nivel industrial, conocer su comportamiento en detalle y entender la forma en la que dichos filtros deben ser controlados para aprovechar al máximo su funcionalidad es un tema clave para poder darle solución a la problemática de los armónicos.

En términos de funcionamiento, un filtro activo en paralelo puede ser considerado una fuente de tensión o corriente controlable que puede ser conectada directamente o a través de un transformador, a un sistema de potencia. Entonces, para dominar correctamente su funcionamiento, es preciso determinar el tipo de control de mayor funcionalidad para una aplicación en específico. Hoy en día existen diversas metodologías de control que son aplicables a los filtros activos, como lo son control PQ, control *Dead Beat*, control *Neuro*, control *Fuzzy*, control en modo deslizante, modulación delta-sigma, control vectorial, control SFX, control repetitivo, etc; y, a pesar de realizar el control de manera diferente, todas cuentan con dos partes fundamentales para su funcionamiento: un generador de corriente de referencia que tenga en cuenta la forma de onda distorsionada y un controlador de corriente de modulación de ancho de pulso (PWM) que defina el momento en el que se debe activar el filtro. [6].

A lo largo de este documento se realiza la presentación, a nivel de simulación, de la implementación de algunos de los métodos de control mencionados con anterioridad, con la intención de realizar un estudio comparativo que permita determinar las diferencias en términos de la respuesta del filtro activo en paralelo, para un mismo sistema, y así reconocer cuál controlador permite tener una mejor calidad de energía en la fuente de distribución de energía, considerando que es un factor de alta relevancia tanto para usuarios finales (industriales o no) como para la empresa que prestan el servicio de distribución mismo. Los métodos de control elegidos para la comparación son el Control en el marco de referencia *Alfa-Beta* ($\alpha\beta$), debido a que a través de la aplicación de la transformada de Clarke se simplifica el análisis de los sistemas trifásicos; y el Control Predictivo de Modelo, ya que se pretende adquirir conocimiento adicional a través del desarrollo del trabajo por parte del autor.

1.2. Objetivos del proyecto

1.2.1. Objetivo general

Definir cuál de los controles tenidos en cuenta para el estudio comparativo tiene un comportamiento con mayor cantidad de beneficios para un filtro activo trifásico conectado a una micro-red, desconectada de la red de distribución.

1.2.2. Objetivos específicos

- Simular un Control en Coordenadas *Alfa-Beta* ($\alpha\beta$) funcional para un filtro activo trifásico, usando Matlab y Simulink.

- Simular un Control Predictivo de Modelo funcional para un filtro activo trifásico, usando Matlab, Simulink y TrueTime.
- Analizar y comparar el comportamiento de los controladores simulados, para un filtro activo trifásico, en términos de calidad de energía.
- Determinar justificadamente cuál de los controladores comparados tiene un comportamiento óptimo para un sistema cuyas características corresponden al banco de pruebas experimental de un filtro activo, desarrollado por el grupo de investigación SEPIC de la universidad.

1.3. Alcance del proyecto

Para cumplir con los objetivos presentados en el apartado anterior, en este trabajo de fin de máster se presenta el modelo electrónico y matemático de un filtro activo en paralelo para un sistema definido que cuenta con una carga no lineal que deteriora la señal de la fuente de distribución eléctrica de manera considerada suficiente.

Continúa con la exposición del proceso de simulación en Matlab y Simulink de un Control en Coordenadas *Alfa-Beta* ($\alpha\beta$), el proceso de simulación con los mismos dos software recientemente mencionados de un Control Predictivo de Modelo con un acercamiento a la ejecución de tareas en tiempo real a través del uso de TrueTime. [13].

Y, finaliza con la realización de un análisis comparativo de los resultados de las simulaciones presentadas, por medio del cual busca determinar qué tipo de controlador es óptimo para el sistema en tratamiento, reconociendo las ventajas y desventajas que presenta cada uno de dichos controles.

Para todos los casos, es importante resaltar que se hace uso de la configuración eléctrica norteamericana, que corresponde a la operación del sistema a una frecuencia nominal de $60Hz$ y una tensión de $110V_{rms}$, debido a que es la más utilizada por el grupo de investigación SEPIC de la UPC.

2. Filtros activos

Un filtro es un dispositivo que permite modificar, de un modo determinado, una señal que pasa a través de él. Dependiendo de su tipología y arquitectura, puede estar clasificado entre diversas clases con base a la magnitud con la que trabaja, la linealidad de su comportamiento, la continuidad con la que se tenga en cuenta la señal, y/o el modo de empleo (por ejemplo, operación como fuente controlada). Pero sin duda alguna, las dos grandes categorías que dividen unos filtros de otros está determinada por el tipo de elementos que utiliza el dispositivo para cumplir con su labor, separándolos entre filtros pasivos y filtros activos. [3].

Por un lado, los filtros pasivos son elementos electrónicos que se encuentran constituidos, en su mayoría, por arreglos circuitales de un inductor y un condensador de baja resistencia por lo que no generan demasiadas pérdidas. Sin embargo, y aunque este tipo de dispositivos electrónicos son altamente utilizados en aplicaciones de electrónica (como en telecomunicaciones y sistemas de audio), su funcionamiento presenta grandes limitaciones en la electrónica de potencia debido a que, al ser diseñados para frecuencias específicas y no tener una alta respuesta dinámica, pueden generar resonancias que inyecten y/o incrementen las distorsiones armónicas en un sistema.

Los filtros activos, por el otro, han sido estudiados a lo largo del tiempo como los dispositivos óptimos para la mejora de la calidad de la energía distribuida ya que, al estar constituidos por elementos activos (como diodos y/o transistores) pueden ser arreglados en forma de inversores de tensión o corriente tal que se convierten en los suministradores de las tensiones o corrientes armónicas en el mismo instante en que son requeridas por las cargas no lineales presentes en un sistema, siempre que cuenten con un control que permita que realicen el cambio necesario en su dinámica de funcionamiento. [5].

Para que un filtro activo cumpla con su función de compensación de la distorsión armónica de la fuente, es preciso conectar un inversor de voltaje a la red de AC a través de inductores de filtro en una configuración de rectificador, en paralelo a la carga no lineal que está generando dichos armónicos. La salida DC se debe conectar a un condensador que le otorgue al dispositivo la capacidad de gestionar tanto potencia reactiva como armónicos de corriente. Teniendo en cuenta su topología, es evidente que el funcionamiento de un filtro activo se encontrará limitado por la potencia del inversor de voltaje y el ancho de banda del control al que sea sometido. Aunque este tipo de filtro puede incorporarse en cualquier parte del sistema, es recomendable que se conecte lo más cerca de dicha carga no lineal ya que de esta manera se previene que los armónicos de corriente provoquen distorsión en la señal de voltaje.

Su principio de funcionamiento radica en lograr que la corriente de una fuente de alimentación determinada i_s se mantenga lo más parecida a una onda de referencia i_s^* sinusoidal y en fase con la onda de tensión v_s del sistema. Para ello, cuando el filtro activo en paralelo reconoce (a través de su control) que la carga no lineal está demandando una componente armónica, deriva una corriente i_f de la misma amplitud pero con la fase opuesta de forma que garantiza que, en el punto de acoplamiento común (PCC , por sus siglas en inglés), la corriente entregada por la fuente sea puramente sinusoidal.

Entonces, el modelo matemático que determina la función de un filtro activo en paralelo (SAPF, como es conocido comúnmente por sus siglas en inglés) es que la corriente que circula por la carga no lineal corresponde a la sumatoria de la corriente entregada por la fuente y la inyectada por el filtro. [5].

En la Figura 2.1 se puede observar la composición de un SAPF genérico para la compensación de distorsiones armónicas que circulan por una fuente de alimentación. Allí se puede reconocer que el condensador conectado al filtro activo actúa como un sistema de almacenamiento de energía que permite generar las corrientes necesarias en los momentos de compensación. Aunque idealmente este tipo de configuración podría comportarse como una fuente ideal, es de esperarse que en aplicaciones reales no sea posible inyectar en absolutamente cualquier momento las corrientes de compensación que hayan sido definidas por el control para seguir una referencia determinada ya que el filtro mismo contiene componentes activos.

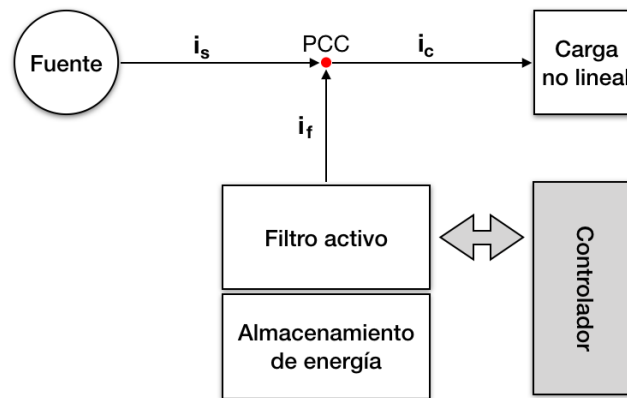


Figura 2.1: Visualización general de un SAPF.

Básicamente, el proceso que realiza un sistema que cuenta con un dispositivo SAPF para compensar las distorsiones armónicas generadas por una carga no lineal contiene los pasos listados a continuación, que son realizados en forma de bucle siempre que el control determine que existe la necesidad de compensación en el sistema.

1. A través de un sistema de medición, se recopila la información de los valores de tensiones y corrientes que circulan para cada fase (A , B y C) en un instante de tiempo (k) inicial.
2. Conociendo el valor de corriente que fue derivando por el filtro, en cada fase, en el instante de tiempo actual (k), y por medio de un controlador previamente definido, se realiza la determinación de la cantidad de corriente que debe ser inyectada al sistema en el siguiente instante de tiempo ($k + 1$) por medio de la obtención del error existente entre las señales de salida del filtro con una señal de referencia.
3. Se generan los pulsos necesarios que activen el filtro activo de tal forma que pueda ser suplida la corriente necesaria.
4. Los elementos que componen el filtro activo son activados y/o desactivados (según corresponda) generando las componentes armónicas de corriente determinadas.

5. Se almacena en el control los valores de salida del filtro.

Aunque la explicación anteriormente dada permite obtener una visión general del funcionamiento del lazo interno de un filtro activo, existen varios puntos que no se han resuelto de manera detallada, como lo son la determinación de la señal de referencia que debe ser seguida por la corriente y/o el cálculo del error que será compensado con la inyección de corriente por parte del SAPF. En este punto, es pertinente mencionar que, a pesar de tener un control óptimo para una carga específica, debido a que los componentes del filtro activo son semiconductores de alta frecuencia, se debe esperar que la corriente inyectada por el SAPF tenga un rizado de alta frecuencia que se presente alrededor de la señal de referencia de corriente.

Por añadidura, para que el sistema trabaje optimizando el uso de la energía entregada por la fuente, es necesario que en el control se implemente un bucle exterior que funcione con menor ancho de banda que el bucle interno definido con anterioridad. Los pasos que se realizan en este segundo bucle se encuentran listados a continuación.

1. Se obtiene el valor del voltaje absoluto del bus DC (o el módulo de almacenamiento de energía del SAPF de la Figura 2.1)
2. Habiendo definido un valor DC de referencia con anterioridad, se reconoce si existe alguna diferencia.
3. En caso de ser necesario de acuerdo con los hallazgos del punto anterior, se modifican los valores de las corrientes de compensación y del valor medio de potencia activa.

El bucle exterior también adiciona incógnitas como el modo de afectación que tendrá la corriente del filtro siempre que exista la necesidad de modificar su valor de compensación para mantener el nivel de voltaje DC deseado. La solución a dichos cuestionamientos es determinada por el tipo de control que se haya desarrollado para el filtro, y domina completamente el funcionamiento del mismo como compensador de componentes armónicas en un sistema.

En la Figura 2.2 se puede observar un diagrama de bloques simplificado que muestra la relación que existe entre los dos bucles anteriormente mencionados, que permiten obtener la compensación requerida en el sistema. Allí es posible observar como dada una señal de referencia del voltaje de salida DC del filtro (v_o^*) se realiza la comparación con el valor que efectivamente está siendo obtenido (v_o) para generar un valor constante que al multiplicarse por el valor del voltaje AC (v_s) que está siendo entregado por la fuente, se pueda definir la corriente de referencia (i_s^*) del sistema. A través de la diferencia entre dicha corriente de referencia (i_s^*) y aquella que está siendo medida (i_s), se determina el error que se debe compensar y el controlador toma las acciones correspondientes sobre el filtro para corregirlo, que tendrá como consecuencia que, tras aplicar el bucle de manera repetitiva, el controlador logre que la corriente se encuentre en fase con el voltaje.

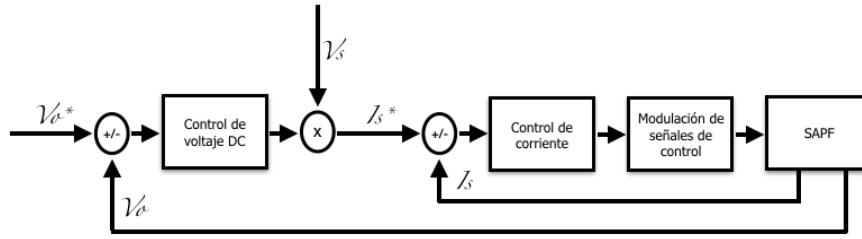


Figura 2.2: Visualización de bucles de control presentes en un sistema con compensación de armónicos por SAPF

2.1. Dinámica del filtro activo

Antes de presentar las diferencias estrategias de control que pueden ser aplicadas a los filtros activos, es preciso estudiar la dinámica de operación de estos planteando las ecuaciones matemáticas básicas que lo modelan. Para ello, teniendo en cuenta las dos mallas que dominan el comportamiento de un filtro activo que se pueden observar en la Figura 2.3, y dejando a un lado de manera momentánea la carga no lineal, se deduce el modelo matemático que se muestra en las ecuaciones (1) y (2), en donde, teniendo en cuenta únicamente el régimen estacionario y que el desfase entre líneas es de 120° , se cumplen las igualdades de la ecuación (3). Entonces el modelo del convertidor en marco de referencia ABC es el presentado en las ecuaciones de la (4) a la (6). En este punto, es de vital importancia recalcar que el filtro activo funciona como un rectificador que cumple con su objetivo a través de la inyección de corriente proveniente de una fuente de almacenamiento de energía, como un condensador, por lo que la ecuación que modela el voltaje v_f puede expresarse en términos de las señales u de conmutación y el voltaje DC predefinido. Dicho esto, es evidente que la dinámica del sistema dependerá de seis señales (u_a , u_b y u_c , correspondientes a cada una de las tres fases junto con las mismas tres señales pero negadas).

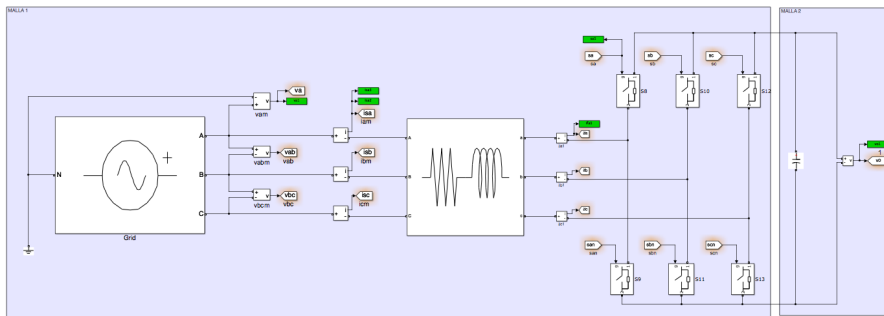


Figura 2.3: Modelo de filtro activo

$$v_{s_a} = L_f \frac{di_{f_a}}{dt} + \frac{V_o}{2} u_a - v_n \quad (1)$$

$$L_f \frac{di_{f_a}}{dt} = v_{s_a} - \frac{V_o}{2} u_a + v_n \quad (2)$$

$$\begin{aligned} 0 &= \sum_{n=a,b,c} \frac{di_n}{dt} \\ 0 &= \sum_{n=a,b,c} v_{u_n} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} L \frac{di_{fa}}{dt} &= v_{sa} - \frac{V_o}{2} u_a + v_n \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} &= v_{sb} - \frac{V_o}{2} u_b + v_n \\ L_f \frac{di_{fc}}{dt} &= v_{sc} - \frac{V_o}{2} u_c + v_n \end{aligned} \quad (4)$$

$$C_f \frac{dV_o}{dt} = i_{fa} \frac{u_a}{2} + i_{fb} \frac{u_b}{2} + i_{fc} \frac{u_c}{2} \quad (5)$$

$$V_n = \frac{V_o}{6} (u_a + u_b + u_c) \quad (6)$$

Debido a la dinámica de operación del filtro activo, es posible prever que solamente uno de los dos interruptores ideales que se encuentra conectado a cada fase puede estar en funcionamiento, lo cual implicaría que los pulsos que dominan su comportamiento tuvieran magnitudes con valores entre 0 y 1. Sin embargo, el modelo implementado espera valores de $S_{\{a,b,c\}} \in \{-1, 1\}$, lo cual únicamente puede tener sentido con la división por dos que se encuentra planteada las ecuaciones anteriormente presentadas. Básicamente, si el control desea que un interruptor funcione, el valor que la señal de control, por ejemplo S_a , debería tomar es 1 de forma que la corriente i_{fa} circule. Por el contrario, si no se desea que el interruptor funcione, el valor que S_a debería tomar es -1, evitando que la corriente del filtro circule.

2.2. Técnicas de control para filtros activos

Conociendo el comportamiento del filtro activo de manera independiente al resto del sistema, es evidente que se encontrará dominado por el tipo de control que se le aplique. Sin embargo no existe un único método de funcionamiento que permita alcanzar el objetivo del dispositivo en cuestión ya que, debido a los avances en micro-electrónica y el estudio del control de sistemas mismo, existen diferentes estrategias para hacerlo. Haciendo mención a que existen controles mejores que otros para determinadas aplicaciones, a continuación se muestran algunas de las estrategias de control que tienen un buen comportamiento para un sistema que tiene conexiones de cargas no lineales, sin incluir los controladores que serán tenidos en cuenta en el estudio comparativo del presente trabajo. [7].

2.2.1. Control de lógica difusa

Un controlador de lógica difusa hace uso de la relatividad de los elementos observados para establecer una interpolación entre fronteras que en otro tipo de control estarían completamente definidas, y realizar la interpretación de los objetos que está teniendo en cuenta. Este tipo de controles cuenta usualmente con tres componentes que son: fuzzificación, que convierte el error obtenido entre el voltaje DC del filtro y el valor establecido de referencia en un valor difuso; el control, en donde a partir de una

base de conocimiento previamente diseñada, se interpreta el valor de entrada y se genera una respuesta difusa tras el procesamiento con las diferentes reglas integradas; y, finalmente, la desfuzzificación, en donde se traduce la señal difusa a una señal que pueda ser entendida por los interruptores del filtro. [8].

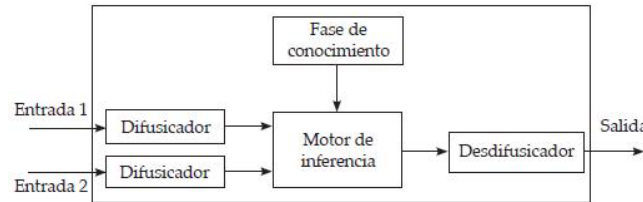


Figura 2.4: Control de lógica difusa. Fuente imagen: [8].

2.2.2. Modulación de ancho de pulso

Una de las técnicas más conocidas y utilizadas en control de potencia para realizar la compensación de las distorsiones presentes en las señales de corriente de las fuente de alimentación es la modulación de ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés). Esta utiliza la diferencia encontrada entre la corriente de referencia y aquella que está siendo medida en un momento determinado para establecer la señal de referencia de voltaje a través de un PI, que al ser comparada con una onda portadora, define los pulsos que deben ser enviados al sistema.

A pesar de que este tipo de controladores pueden ser implementados de manera única para corregir las alteraciones de la onda de corriente de la fuente, se encuentran mayoritariamente utilizados dentro de otros tipos de control con el único objetivo de generar los pulsos que serán enviados a los interruptores ideales del filtro activo, después de haber realizado los cálculos de diferencias y tomas de decisiones a partir de modelos que tienen mayor precisión, como se verá más adelante. [11].

2.2.3. Control de histéresis

Debido a su modo de operación, un control por histéresis tiene la capacidad de identificar con rapidez el error que se puede existir entre una señal de referencia definida y aquella que está siendo medida desde el sistema por lo que, después de situar la señal de error en una banda de histéresis que determina los valores máximos y mínimos que puede tomar, y teniendo en cuenta su ubicación dentro de dicha banda, define si los interruptores deben encontrarse encendidos o apagados. [11].

2.2.4. Control por modulación delta

El control por modulación delta nuevamente realiza la comparación de la señal que está siendo medida y, a través de la comparación realizada con un limitador, define si los interruptores del filtro activo deben o no cambiar de estado. En caso de que la respuesta sea positiva, genera el cambio a

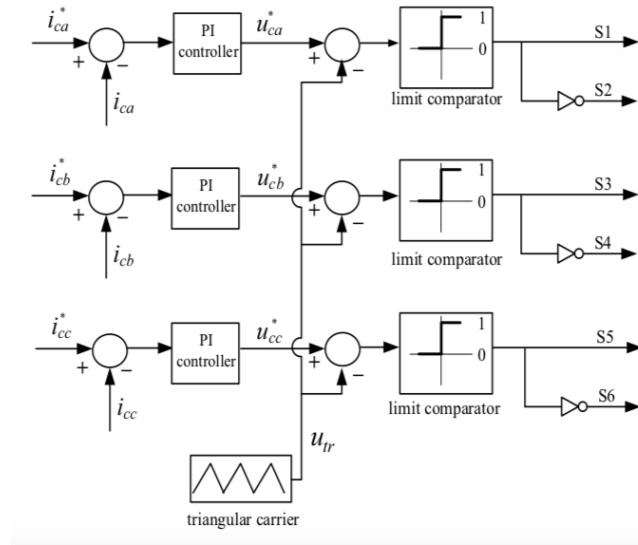


Figura 2.5: Control de modulación de ancho de pulso. Fuente imagen: [11].

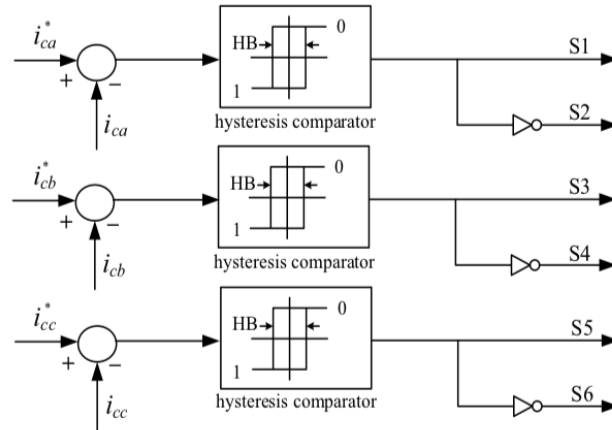


Figura 2.6: Control de histéresis. Fuente imagen: [11].

través de un flip-flop, por lo cual es evidente que el cambio en el comportamiento del sistema está dominado por un reloj. [11].

2.2.5. Control por *dead-beat*

El último control que será presentado es el control por *dead-beat* que tiene un funcionamiento particular, comparado al de los controladores anteriormente mencionados, ya que en función de la corriente que sabe que el sistema quiere producir, calcula la tensión que se requiere en los bornes de salida de la fuente de alimentación y genera el incremento o decremento de la corriente según sea necesario. Para ello, hace uso de métodos de síntesis y estrategias de asignación de polos RST y/o la solución de ecuaciones diferenciales. [9].

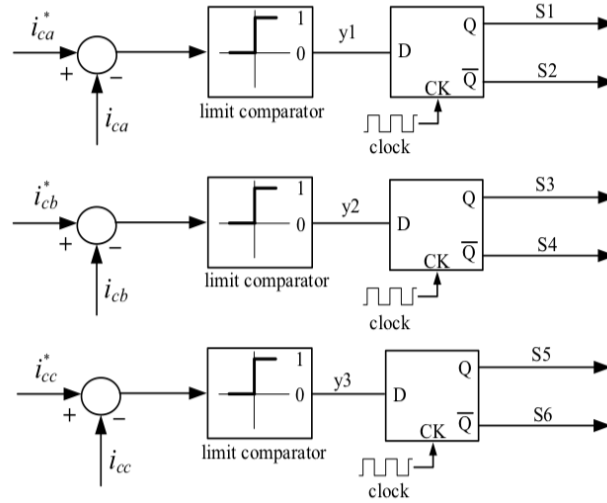


Figura 2.7: Control de modulación delta. Fuente imagen: [11].

Es posible observar que los controladores presentados tienen características similares en su forma de operación ya que dependen de una señal medida y una señal de referencia para que a través del error encontrado entre las dos, se pueda definir la acción que debe tomar el dispositivo en control. Entonces, la diferencia que se hace evidente entre los controladores mencionados corresponde más al tipo de dispositivo que está siendo utilizado y la forma en la que interpreta los datos obtenidos para realizar los cálculos correspondientes. Estas diferencias repercuten en la velocidad de llegada al régimen estacionario del sistema, así como el porcentaje de mejora de la tasa de distorsión armónica en el sistema directamente.

3. Sistema de simulación

Para el desarrollo de este trabajo de fin de máster, se implementa un sistema de simulación en Matlab-Simulink que diagrama una carga no lineal conectada a una fuente de alimentación de energía (que puede encontrarse desconectada de la red local), junto con un filtro activo y su respectivo control, como se muestra en la Figura 3.1. Allí se pueden observar las diferentes partes que componen al sistema que corresponden los elementos que hacen parte del banco de pruebas del grupo de investigación SEPIC de la UPC, incluyendo el filtro activo en paralelo y su correspondiente control, aunque para la obtención de los resultados que se presentan a lo largo de este apartado, este se encuentra desconectado ya que se pretende estudiar el comportamiento del sistema antes de la compensación de la distorsión armónica que genera la carga no lineal.

Entonces, el modelo del sistema está compuesto por una fuente de alimentación, cuyos valores de operación corresponden a los de la red de distribución de energía norteamericana; una carga no lineal trifásica compuesta por un puente diodos y un circuito en paralelo RC con el que adicionalmente se presenta un salto de carga en la mitad del tiempo total de la simulación; y un filtro activo de compensación en paralelo implementado por medio de interruptores ideales que tiene un comportamiento dominado por el controlador determinado, conectado a un condensador que determina el voltaje de referencia DC que seguirá el sistema. Para las dos últimas partes mencionadas del sistema, se puede observar la adición de circuitos RL en serie que pretenden simular las pérdidas presentes en el devanado que hace parte íntegra de cada parte en referencia.

Los parámetros de cada uno de los elementos que se pueden observar en el sistema de simulación se encuentran consignados en la Tabla 3.1 en donde, cabe mencionar, que los valores correspondientes a las pérdidas y los devanados, así como del valor del voltaje DC esperado, son equivalentes a los que utilizan dentro del sistema físico de pruebas desarrollado por el grupo de investigación de Sistemas Electrónicos de Potencia y Control (SEPIC) de la UPC, de forma que *a posteriori* sea posible realizar comparaciones con resultados obtenidos a través de la implementación real del sistema.

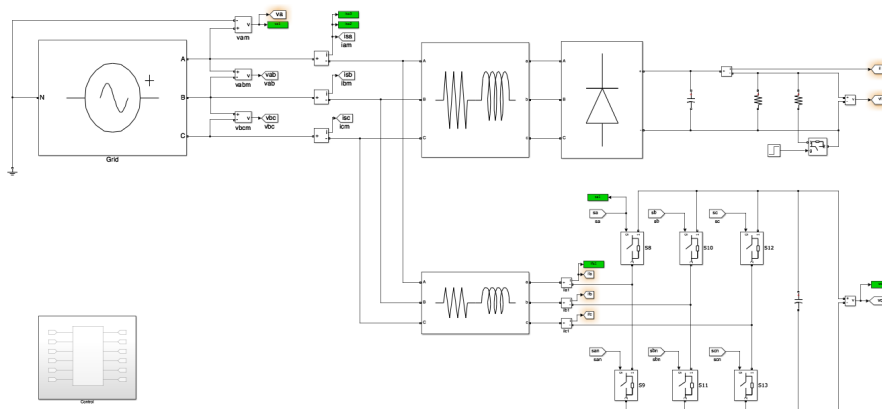


Figura 3.1: Visualización general del sistema de simulación.

Tabla 3.1: Parámetros de simulación

Parámetro	Valor
V_{AC}	110 V
F	60 Hz
R_l, R_f	0,1 Ω
L_l, L_f	5 mH
C_l, C_f	200 μF
R_{lo1}	100 Ω
R_{lo2}	100 Ω
V_{DC}	400 V

3.1. Simulación del sistema sin control

Para poder observar el correcto funcionamiento de los controladores que se desarrollan a lo largo del presente trabajo, es importante conocer, en primera instancia, el comportamiento que tiene el sistema de forma natural tal que se pueda observar la forma de las ondas de tensión y corriente en donde se haga evidente la necesidad de una compensación de armónicos. Para ello, se realiza la desconexión del filtro activo en paralelo que se presentó en la Figura 3.1, y se obtiene el comportamiento que se puede observar en la Figura 3.2, en donde la señal de la corriente de la fuente se encuentra amplificada diez veces de modo que pueda ser visualizable en la misma gráfica que la tensión.

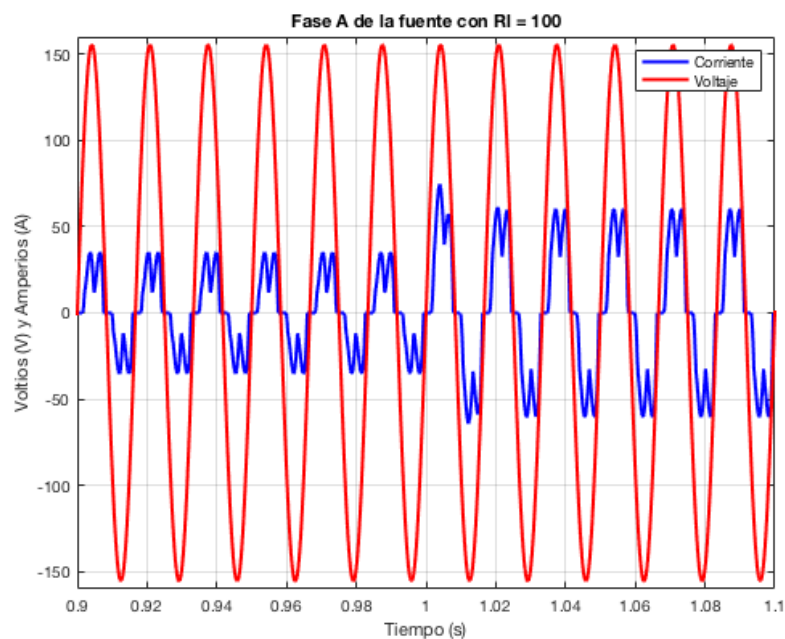


Figura 3.2: Gráfica detallada de voltaje y corriente (*10) para el sistema sin compensación.

Como era de esperarse teniendo en cuenta las características del sistema, la forma de onda de la corriente de la red no es sinusoidal y no se encuentra en fase con la onda de tensión del mismo haciendo

evidente la la necesidad de compensación.

3.2. Resultados de simulación del sistema sin control

Como la intención de este trabajo es validar la calidad de energía de una fuente de alimentación que cuenta con cargas no lineales conectadas tras su compensación con un SAPF, es preciso conocer la tasa de distorsión armónica total inicial del sistema. Para ello, se hace uso de la herramienta de análisis de Matlab que aplica la Transformada Rápida de Fourier (FFT, por sus siglas en inglés) para, dada una frecuencia fundamental, un número de ciclos, y un tiempo de análisis inicial, determinar el valor del THD de una señal específica relativa a su fundamental. En las Figuras 3.3 y 3.4 se puede observar el tramo de análisis de la señal de corriente de la fase A para la carga no lineal con $R_l = 100$ y con $R_l = 50$, respectivamente, así como el número de ciclos implementado (equivalente para los dos casos presentados) y la gráfica del análisis que permite obtener los resultados consignados en las Tablas 3.2 y 3.2.

Los resultados obtenidos demuestran que el sistema cuenta con cargas no lineales que están generando un contenido armónico significativo, ya que los primeros dos armónicos tienen un valor porcentual alto con respecto al fundamental (lo cual era de esperarse tras realizar la validación del comportamiento de onda de corriente en la fase A).

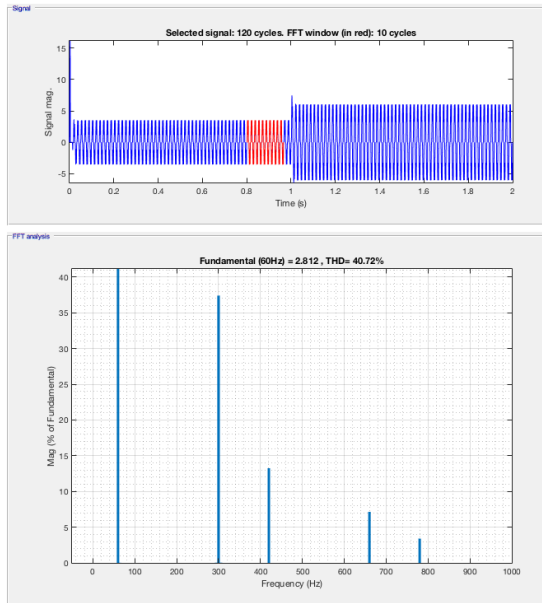


Figura 3.3: Gráfica del resultado del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema sin SAPF, con $R_l = 100$.

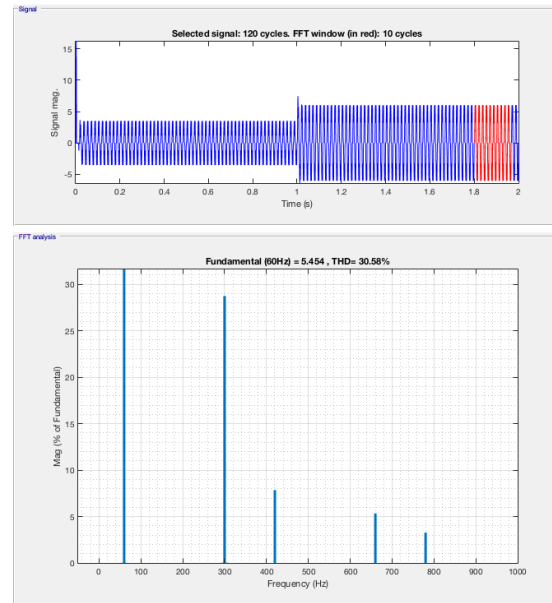


Figura 3.4: Gráfica del resultado del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema sin SAPF, con $R_l = 50$.

Tabla 3.2: Valores obtenidos del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema sin SAPF, con $R_l = 100$.

Parámetro	Valor
THD_i	40,46 %
$V_{DC_{t=1}}$	0 V
h_{fund}	100 %
h_5	37,40 %
h_7	13,26 %
h_{11}	7,15 %
h_{13}	3,42 %

Tabla 3.3: Valores obtenidos del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema sin SAPF, con $R_l = 50$.

Parámetro	Valor
THD_i	30,44 %
$V_{DC_{t=1}}$	0 V
h_{fund}	100 %
h_5	28,74 %
h_7	7,85 %
h_{11}	5,34 %
h_{13}	3,27 %

4. Control en el marco de referencia alfa-beta ($\alpha\beta$)

El primer método de control implementado se basa en la teoría de potencia instantánea que se utiliza para realizar el cálculo de la corriente de referencia del SAPF y mantener la tensión DC de referencia constante. Para ello, y con el objetivo de tener un modelo matemático más sencillo, se hace uso de fasores y la aplicación de la transformada de Clarke y se obtiene el modelo del sistema en el marco de referencia $\alpha\beta$. El proceso de obtención del mismo se muestra en las ecuaciones (7) y (8) y, finalmente, el modelo en el marco de referencia mencionado es el que se muestra en las ecuaciones (9) y (10).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} L \frac{di_\alpha}{dt} &= v_\alpha - \frac{V_o}{2} u_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} &= v_\beta - \frac{V_o}{2} u_\beta \end{aligned} \quad (9)$$

$$C \frac{dV_o}{dt} = \frac{3}{4} i_\alpha u_\alpha + \frac{3}{4} i_\beta u_\beta \quad (10)$$

Entonces, para poder plantear el control tal que el filtro activo genere la compensación de los armónicos inyectados por la carga no lineal del sistema, se inicia asumiendo que el sistema se encuentra en régimen estacionario, por lo cual cumplen con las igualdades presentadas en las ecuaciones de la (11) a la (13).

$$\begin{aligned} i_\alpha &= i_{\alpha^*} = k v_\alpha \\ i_\beta &= i_{\beta^*} = k v_\beta \end{aligned} \quad (11)$$

$$V_o = V_{o^*} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} v_\alpha &= V_p \sin \omega t \\ v_\beta &= -V_p \cos \omega t \end{aligned} \implies v_\alpha^2 + v_\beta^2 = V_p^2 \quad (13)$$

Ahora, realizando el aislamiento de las señales de control u_α y u_β de las ecuaciones (9) y (10) y substituyendo de las igualdades presentadas en la ecuación (11), se obtiene que las señales de control son los que se presentan en las ecuaciones (14) y (15).

$$u_\alpha = \frac{v_\alpha - L \frac{dkv_\alpha}{dt}}{\frac{V_o}{2}} \quad (14)$$

$$u_\beta = \frac{v_\beta - L \frac{dkv_\beta}{dt}}{\frac{V_o}{2}} \quad (15)$$

Continuando con la substitución de las señales de control halladas en la ecuación (10), se obtiene la dinámica de la ecuaciones (16), que se puede reescribir como la ecuación (17), en donde se puede substituir la igualdad de la ecuación (13), obteniendo la ecuación (18).

$$C \frac{dV_o}{dt} = \frac{3}{4} k v_\alpha \frac{v_\alpha - L \frac{dkv_\alpha}{dt}}{\frac{V_o}{2}} + \frac{3}{4} k v_\beta \frac{v_\beta - L \frac{dkv_\beta}{dt}}{\frac{V_o}{2}} \quad (16)$$

$$C \frac{dV_o}{dt} = \frac{3}{2} \frac{k}{V_o} (v_\alpha^2 + v_\beta^2) - \frac{3}{4} \frac{L}{V_o} * \left(\frac{d(k^2(v_\alpha^2 + v_\beta^2))}{dt} \right) \quad (17)$$

$$C \frac{dV_o}{dt} = \frac{3}{2} \frac{k V_p^2}{V_o} - \frac{3}{2} \frac{k V_p^2}{V_o} L \frac{dk}{dt} \quad (18)$$

A razón de que el término $L \frac{dk}{dt} \ll 1$ ya que el valor de la inductancia es muy pequeña (al tener un valor en milihenrios), y que $\frac{dk}{dt}$ hace referencia al error que será despreciable, la dinámica del voltaje de salida estará dada por la ecuación (19) en donde se evidencia que el sistema se encuentra linealizado.

$$C \frac{dV_o}{dt} \approx \frac{3}{2} \frac{k V_p^2}{V_o} \quad (19)$$

Finalmente, conociendo la expresión de k (ver ecuación (20)), en la ecuación (21) se presenta la ecuación de la dinámica del voltaje de salida linealizada, concluyendo que los controladores definidos tendrán el funcionamiento adecuado.

$$k = \frac{2}{3} \frac{V_o}{V} \left(K_p (V_o^* - V_o) + K_i \int (V_o^* - V_o) dt \right) \quad (20)$$

$$C \frac{d^2 V_o}{dt^2} + K_p \frac{dV_o}{dt} + K_i V_o = K_i V_o^* \quad (21)$$

De manera gráfica, la forma en diagrama de bloques que debe tener el controlador para conseguir lograr el comportamiento deseado puede observarse en la Figura 4.1, en donde es evidente que el comportamiento del sistema estará dominado por el ancho de banda del PRES, por lo cual es relevante observar su comportamiento. En la ecuación (22) se puede observar la forma en la que se encuentra modelado. De allí, es evidente que cuando $\zeta = 0,01$ y $s = j\omega_o$, el sistema se comporta según la ecuación (23), que, finalmente es un término netamente proporcional a la frecuencia ω_o a la que se encuentra ajustado. Dicho esto, y teniendo en cuenta que los componentes armónicos que se obtuvieron en la

simulación del sistema sin el filtro activo en paralelo, el preciso realizar la implementación de más de un PRES ya que con el primero se atenúa la frecuencia fundamental, pero para tener un mejor comportamiento se pueden utilizar tantos como armónicos que se desee atenuar de manera significativa. En el sistema de simulación, se hace uso de un total de tres PRES (ajustados para ω_o , $5\omega_o$ y $7\omega_o$) y, aunque se podrían agregar más, no se adicionan ya que cada uno de ellos significa mayor cantidad de parámetros a ajustar.

$$PRES = K_p + \frac{2\zeta\omega_o s K_i}{s^2 + 2\zeta\omega_o s + \omega_o^2} \quad (22)$$

$$PRES = K_p + K_i \quad (23)$$

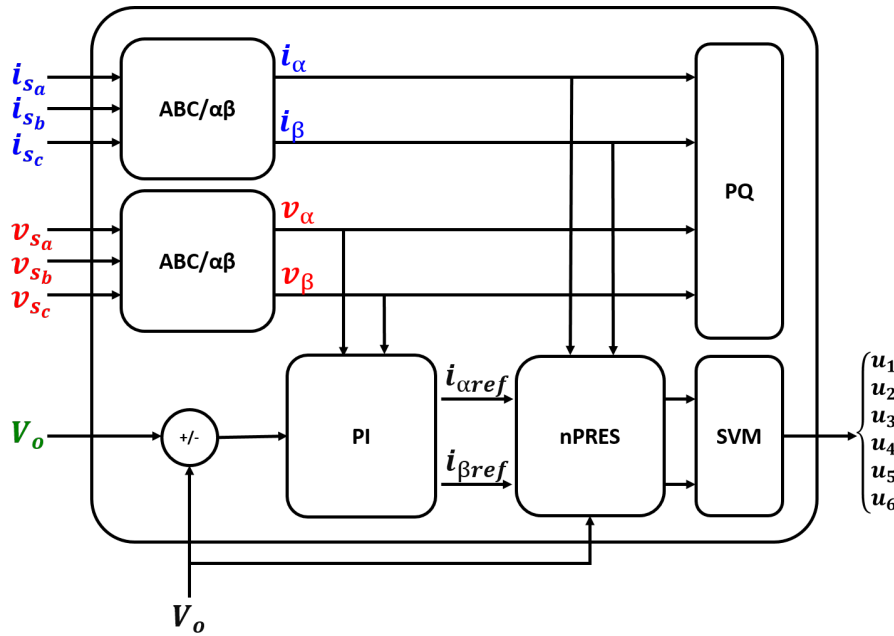


Figura 4.1: Diagrama de bloques de un control en coordenadas $\alpha\beta$.

4.1. Simulación de control en el marco de referencia alfa-beta ($\alpha\beta$)

Después de realizar la implementación del controlador en Simulink, cuya visualización general se encuentra representada en la Figura 4.2, se obtienen las respuestas que se presentan a continuación para los parámetros de mayor relevancia del sistema. En las Figuras 4.3 y 4.4 se obtiene el comportamiento de la fuente de alimentación para las dos cargas no lineales a las que está sometido el sistema, en donde la señal de la corriente de la red se encuentra amplificada diez veces de modo que pueda ser visualizable en la misma gráfica que la tensión.

Ahora bien, para tener mayor certeza sobre el correcto comportamiento del filtro activo como compensador en el sistema bajo el control en desarrollo, se obtienen dos gráficas en donde es posible visualizar que la potencia reactiva oscila con baja amplitud alrededor de cero (ver Figura 4.5), lo que

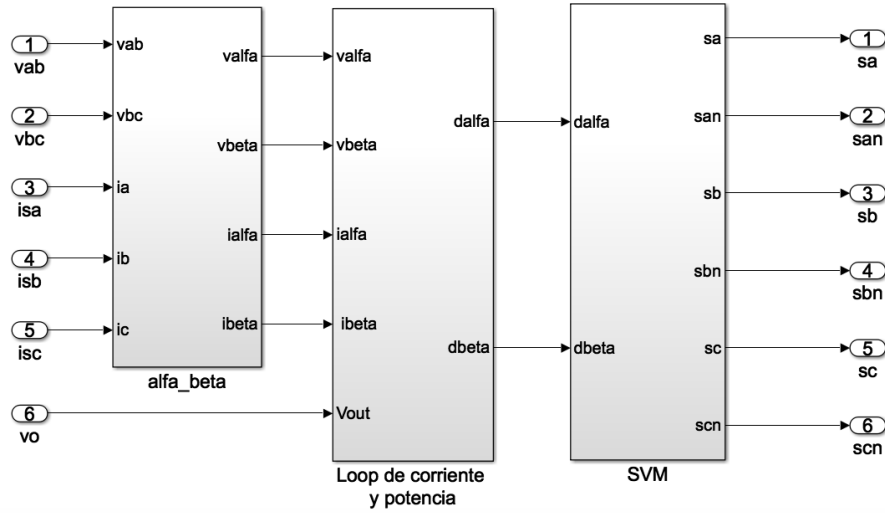


Figura 4.2: Módulo de control en el marco de referencia $\alpha\beta$ para un SAPF.

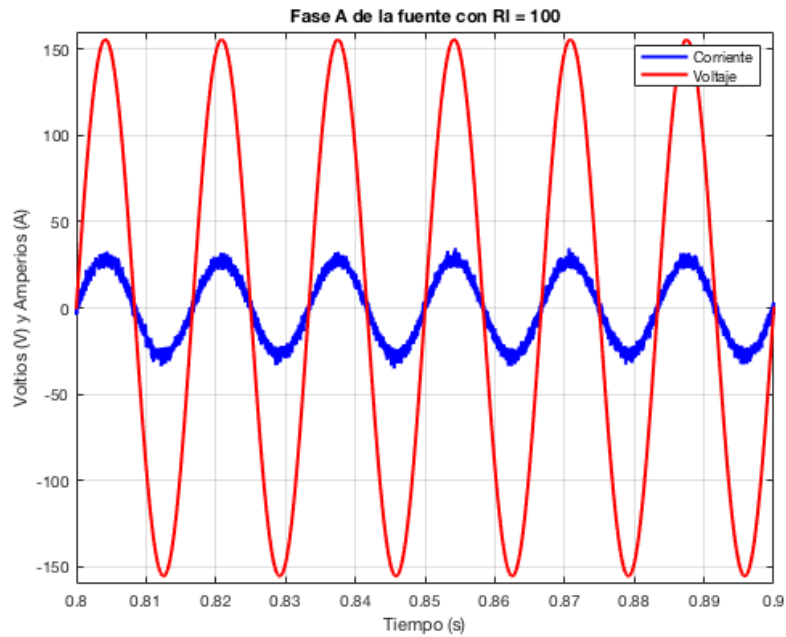


Figura 4.3: Gráfica detallada de voltaje y corriente (*10) para el sistema con compensación de SAPF y control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 100$.

significa que hubo corrección del factor de potencia; así como que el valor de la tensión de salida V_o , tiende a tomar el valor del voltaje de referencia DC establecido para el sistema.

Finalmente, se obtiene la gráfica que permite observar las corrientes de mayor relevancia en el sistema (ver Figuras 4.7 y 4.8) en donde se encuentran: la corriente de la fuente de alimentación, la corriente que está siendo requerida por la carga no lineal y la corriente de referencia que está siendo determinada por el control. Allí es posible visualizar que efectivamente la corriente de la fuente de alimentación está siguiendo, en media, la corriente de referencia determinada, sin importar el valor de

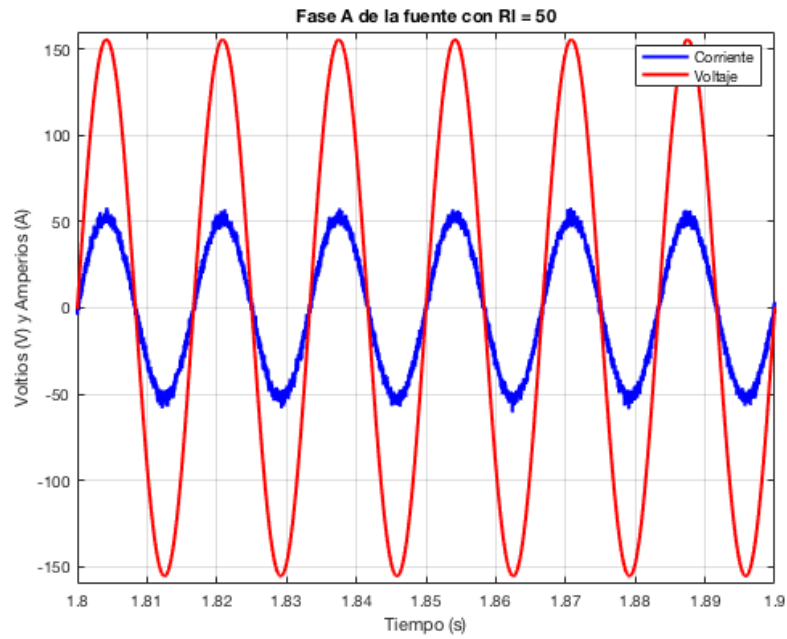


Figura 4.4: Gráfica detallada de voltaje y corriente (*10) para el sistema con compensación de SAPF y control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 50$.

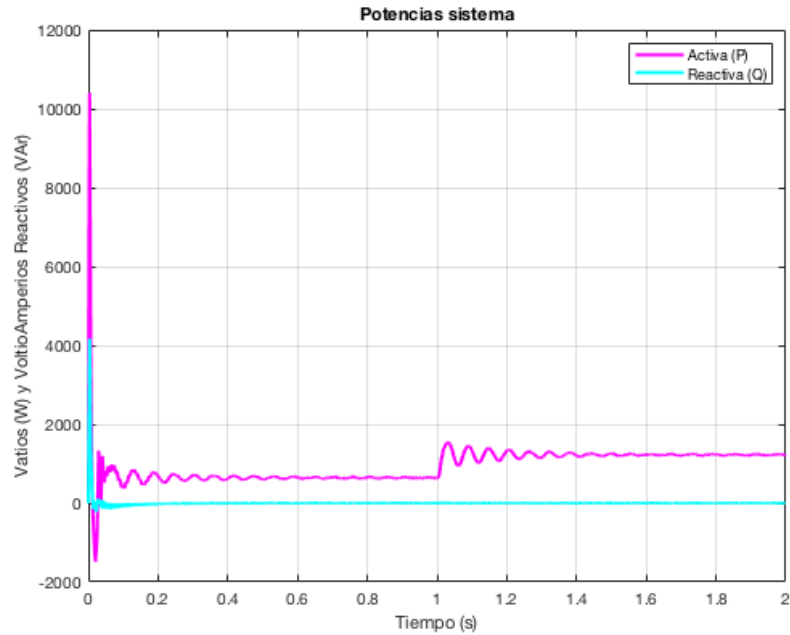


Figura 4.5: Gráfica de potencia activa y reactiva para el sistema con compensación de SAPF y control en el marco de referencia $\alpha\beta$.

la corriente de ninguna de los dos valores presentados de carga no lineal.

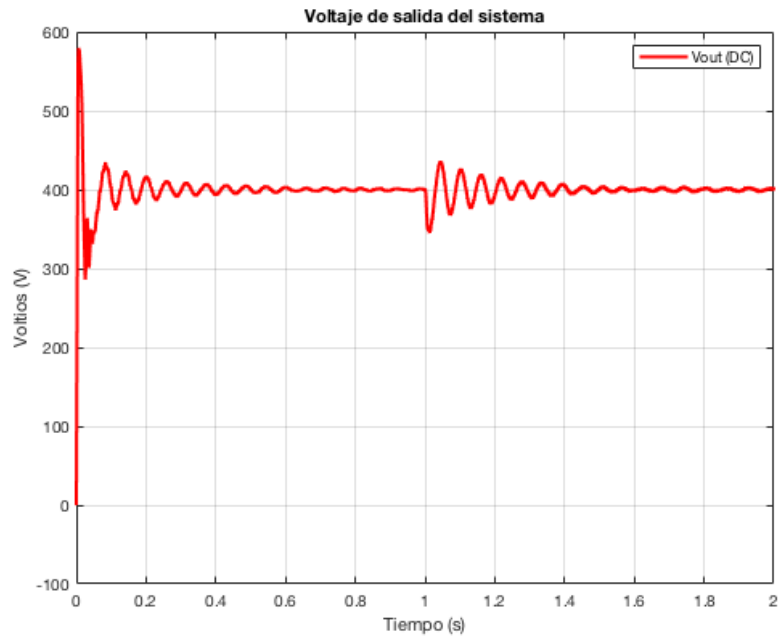


Figura 4.6: Gráfica del voltaje de salida para el sistema con compensación de SAPF y control en el marco de referencia $\alpha\beta$.

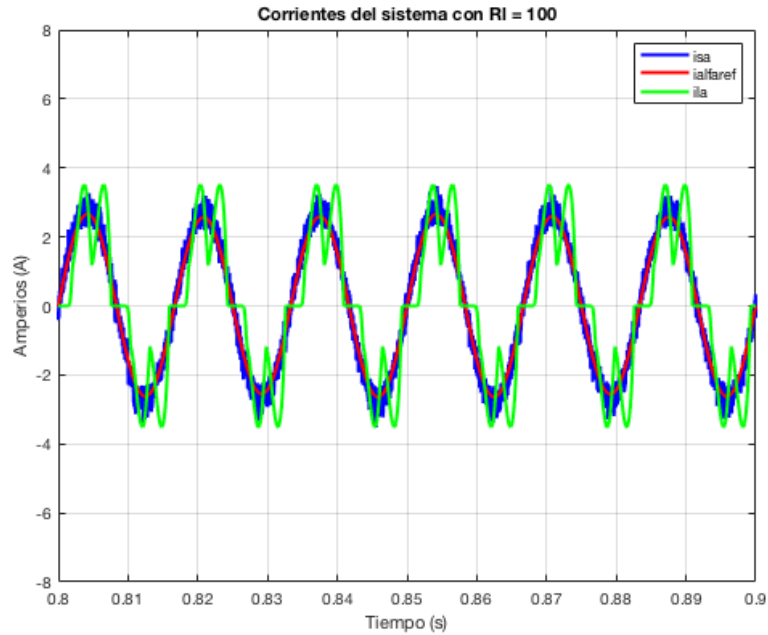


Figura 4.7: Gráfica detallada de corrientes relevantes para el sistema con compensación de SAPF y control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 100$.

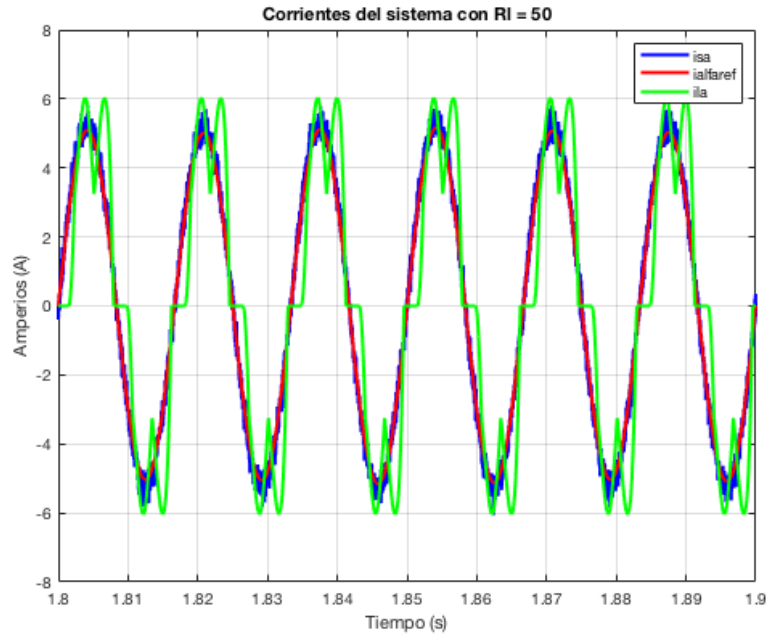


Figura 4.8: Gráfica detallada de corrientes relevantes para el sistema con compensación de SAPF y control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 50$.

4.2. Resultados de simulación en el marco de referencia alfa-beta ($\alpha\beta$)

Para validar la calidad de energía entregada por el sistema tras su compensación a través de un filtro activo en paralelo con control en el marco de referencia $\alpha\beta$, se realiza nuevamente el uso de la herramienta de análisis de Matlab que aplica la Transformada de Fourier con la que se determina el valor del THD de la corriente de la fuente. En las Figuras 4.9 y 4.10 se puede observar el tramo de análisis de la señal de corriente de la fase A para la carga no lineal con $R_l = 100$ y con $R_l = 50$, respectivamente, así como el número de ciclos implementado (equivalente para los dos casos presentados) y la gráfica del análisis que permite obtener los resultados consignados en las Tablas 4.1 y 4.2.

Los resultados obtenidos de las simulaciones del sistema con compensación de SAPF para un control en el marco de referencia $\alpha\beta$ son positivos ya que permiten reducir significativamente la distorsión armónica de la corriente de la fuente de alimentación, así como cumplir con la normativa existente sobre el comportamiento que deben tener este tipo de sistemas, presentados a lo largo del apartado de introducción. Aunque en el apartado referente al estudio comparativo se realizará un análisis más profundo de las gráficas y valores obtenidos por la simulación, en este punto se hace evidente que debido al diseño del control en el marco de referencia $\alpha\beta$, la atenuación de los componentes armónicos múltiplos de la fundamental que no tienen un PRES asociado no es suficiente.

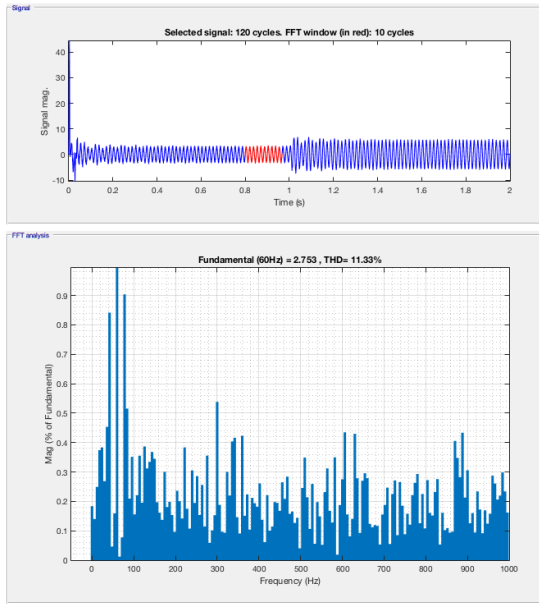


Figura 4.9: Gráfica del resultado del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 100$.

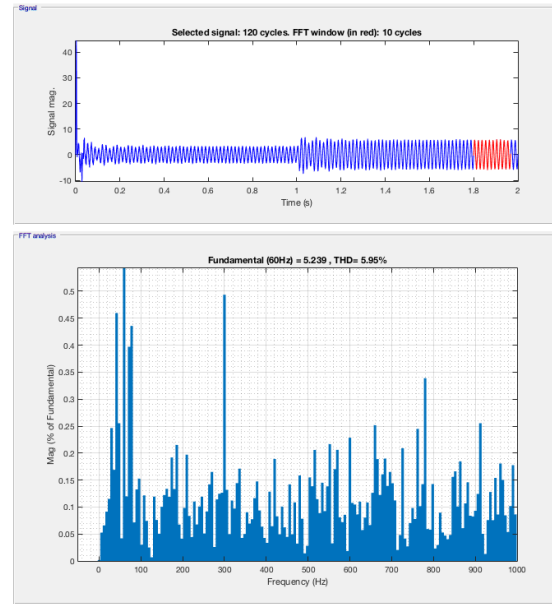


Figura 4.10: Gráfica del resultado del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 50$.

Tabla 4.1: Valores obtenidos del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 100$.

Parámetro	Valor
THD_i	1,78 %
$V_{DC_{t=0,99}}$	393,7548 V
h_{fund}	100 %
h_5	1,46 %
h_7	0,89 %
h_{11}	0,23 %
h_{13}	0,17 %

Tabla 4.2: Valores obtenidos del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control en el marco de referencia $\alpha\beta$, con $R_l = 50$.

Parámetro	Valor
THD_i	1,70 %
$V_{DC_{t=1,99}}$	398,7515 V
h_{fund}	100 %
h_5	1,50 %
h_7	0,65 %
h_{11}	0,34 %
h_{13}	0,28 %

5. Control predictivo basado en el modelo dinámico del sistema

El segundo método de control estudiado es el Control Predictivo basado en el Modelo dinámico del sistema (MPC, por sus siglas en inglés) que es una estrategia de control que puede aplicarse a todo tipo de dispositivos, mucho más sencilla para aquellos en los que existe un número finito de acciones de control posibles, como es el caso del SAPF, y se basa en la teoría de optimización iterativa dentro de un horizonte finito. Este busca prever la respuesta que tendrá un sistema determinado en los futuros instantes que se encuentran dentro de una ventana de tiempo de tamaño reducido y finito, teniendo en cuenta las mediciones reales obtenidas para el momento presente, y determinando cuál es el comportamiento óptimo que debe tener el dispositivo que está siendo controlado para minimizar una función de costo establecida. A pesar de contar con la predicción para todos los instantes de tiempo definidos dentro del horizonte finito, el control implementa únicamente la acción correspondiente al siguiente instante de tiempo, y vuelve a realizar el proceso de predicción. Diciéndolo en otras palabras, un MPC tiene como características más representativas, aquellas que se listan a continuación. [14].

- La ventana de optimización u horizonte de predicción N_p es un espacio de tiempo definido de manera arbitraria cuya longitud se mantiene constante, determina hasta dónde se quiere predecir y tiene como punto inicial el instante de tiempo actual k_i en el que se inicia la iteración en el control.
- El horizonte de control es la cantidad de valores de la trayectoria de control que serán calculados y almacenados, pero es importante mencionar que el controlador en sí, únicamente hará uso del primer término, desatendiendo el resto de la trayectoria.
- Para poder ejecutar el proceso predicción del comportamiento del SAPF para la compensación de armónicos a través del control MPC, es preciso contar con la información relevante del sistema desde el primer instante de tiempo. Esta información se almacena en un vector llamado $x(k_i)$ y contiene los valores medidos de las corrientes y voltajes de cada una de las fases de la fuente de alimentación, así como el valor DC que genera el SAPF.
- Para poder optimizar el sistema eficientemente, es preciso que los criterios que se tienen en cuenta reflejen el objetivo, relacionado una función de error a una función de coste llamada (J) que debe ser minimizada.

Este tipo de controles son usualmente implementados en sistemas en los que es necesario el seguimiento rápido de la respuesta y es preciso adicionar múltiples restricciones en el control para alcanzar el comportamiento deseado ya que, a pesar de tener que realizar numerosos cálculos matriciales, la rapidez de su operación permite incluso eliminar posibles retrasos que pudieran afectar el resultado final del sistema. [15]. Para el SAPF, el problema del control es encontrar la acción óptima de los interruptores ideales $u(t)$ tal que la corriente de la fuente de alimentación $i_s(t)$ realice el seguimiento de una señal de referencia determinada $i_s^*(t)$. Con el fin de lograrlo, se debe realizar la medición de la corriente en un periodo, determinar una corriente de referencia que vaya conforme a la aplicación del sistema, y construir el modelo predictivo. [16].

Para obtener su modelo matemático, se tienen en cuenta las ecuaciones que modelan la dinámica del filtro activo que se presentan en la Sección II, que pueden ser re-escritas como se presenta en las ecuaciones (24) y (25), donde $x = [i_a \ i_b \ i_c \ v_o]^T$ y F , E y H se presentan en (26), (27) y (28).

$$\frac{dx}{dt} = f(x, u) + E(v + v_n) \quad (24)$$

$$y = h(x, u) \quad (25)$$

$$f(x, u) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{u_a}{2L} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{u_b}{2L} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{u_c}{2L} \\ \frac{u_a}{2C} & \frac{u_b}{2C} & \frac{u_c}{2C} & 0 \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$E = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (27)$$

$$H = \frac{\partial h}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (28)$$

Entonces, para modelar la dinámica del SAPF, es preciso linealizarlo para lo que no se tiene el voltaje neutro v_n ya que la corriente es una señal de alta frecuencia, se adiciona el voltaje DC v_o asumiendo que es constante en cortos periodos de tiempo y se tienen en cuenta los voltajes en el punto de acoplamiento común (PCC) v_i junto con su cuadratura v_{iq} . Dicho esto, las ecuaciones diferenciales para cada fase tendrían la forma que se presenta en (29), (30) y (31), donde i representa cada fase y ω_o es la frecuencia angular de la red.

$$\frac{di_i}{dt} = \frac{v_i}{L} - \frac{v_o}{2L} u_i \quad (29)$$

$$\frac{dv_i}{dt} = \omega_o v_{iq} \quad (30)$$

$$\frac{dv_{iq}}{dt} = -\omega_o v_i \quad (31)$$

Dichas ecuaciones pueden ser re-escritas de manera matricial como se presenta en las ecuaciones (32) y (33), donde $x = [i_a \ v_i \ v_{iq}]^T$ y A , B y C se presentan en (34), (35) y (36).

$$\frac{dx_i}{dt} = Ax_i + Bv_o u_i \quad (32)$$

$$y_i = Cx_i \quad (33)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \omega_o \\ 0 & -\omega_o & 0 \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (35)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (36)$$

Finalmente, se realiza la aproximación de la discretización del sistema con el tiempo de muestreo T_s , para definir las matrices que dominarán el comportamiento del SAPF como se presenta en las ecuaciones (37) y (38). C permanece invariante y de ahora en adelante será referida como la matriz C_m .

$$A_m = e^{AT_s} \cong I + AT_s = \begin{bmatrix} 1 & \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & 1 & \omega_o \\ 0 & -\omega_o T_s & 0 \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$B_m = \int_0^{T_s} B e^{A\lambda} d\lambda \cong BT_s = \begin{bmatrix} -\frac{T_s}{2L} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (38)$$

Para aplicar el control, es conveniente iniciar con el comportamiento de un sistema de una sola entrada y una salida. Dicho esto, en las ecuaciones (39) y (40) se puede observar el modelo discreto en el espacio de estados donde x_m corresponde al vector de estados, y a la señal de salida, u a la señal de control y η_i representa los posibles ruidos y perturbaciones que puedan haber en el sistema.

$$x_m(k+1) = A_m x_m(k) + B_m u(k) + \eta_i \quad (39)$$

$$y(k+1) = C_m x_m(k) \quad (40)$$

Estas ecuaciones puede ser re-escritas como se presenta en (41) y (42) si se aplica un incremento en sus dos lados de modo que se pueda asegurar que el error en el estado estacionario no existe. Este procedimiento eliminar los ruidos y perturbaciones del sistema η_i .

$$\begin{aligned} x_m(k+1) - x_m(k) &= A_m(x_m(k) - x_m(k-1)) \\ &\quad + B_m(u(k) - u(k-1)) + \eta_i - \eta_i \\ \Delta x_m(k+1) &= A_m \Delta x_m(k) + B_m \Delta u(k) \end{aligned} \quad (41)$$

$$\begin{aligned}
y(k+1) - y(k) &= C_m(x_m(k+1) - x_m(k)) \\
&= C_m\Delta x_m(k+1) \\
&= C_m\Delta x_m(k) + C_mB_m\Delta u(k)
\end{aligned} \tag{42}$$

Estas ecuaciones pueden ser mejor manejadas de forma matricial, como se presenta en las ecuaciones (43) y (44), en donde $O_m = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$ de tantas posiciones como las del vector x_m . Para sintetizar el manejo de variables, después de las expresiones presentadas, la matriz de la parte izquierda de la primera igualdad será denominada $x(k+1)$, las matrices de la parte derecha de dicha igualdad serán denominadas A, x y B respectivamente con orden de aparición, y la primera matriz que aparece en la segunda igualdad será denominada C.

$$\begin{bmatrix} \Delta x_m(k+1) \\ y(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_m & O_m^T \\ C_m A_m & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_m(k) \\ y(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_m \\ C_m B_m \Delta u(k) \end{bmatrix} \tag{43}$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} O_m^T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_m(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \tag{44}$$

Entonces, para poder realizar el diseño del control MPC, es necesario realizar en primer lugar el cálculo de la predicción de la salida del sistema, a partir de las señales de los siguientes instantes de tiempo que pueden ser definidas por el control, dentro de la ventana de optimización definida como N_p , asumiendo que el tiempo actual es k_i y que el vector de estados $x(k_i)$ está disponible de manera prácticamente instantánea ya que se obtiene a partir de las mediciones que se hacen sobre el sistema. Así, la trayectoria de control estará definida como se muestra en la ecuación (45), donde N_c es el ya mencionado horizonte de control (que debe ser siempre menor o igual al horizonte de predicción, es decir $N_c \leq N_p$) y determina el número de parámetros que serán utilizados para identificar y almacenar la trayectoria de control misma.

$$u(k_i), u(k_i + 1), \dots, u(k_i + N_c - 1) \tag{45}$$

Teniendo en cuenta la información anteriormente mencionada, es posible predecir el valor que tomarán las variables de estado a futuro, como se expresa en la ecuación (46), donde $x(k_i + 1 | k_i)$ corresponde a la predicción del vector de estado dada la información del presente en el sistema $x(k_i)$.

$$x(k_i + 1 | k_i), x(k_i + 2 | k_i), \dots, x(k_i + m | k_i), \dots, x(k_i + N_p | k_i) \tag{46}$$

Con base al modelo en espacio de estados presentado con las matrices A, B y C, el valor futuro de las variables de estado se pueden calcular secuencialmente como se muestra en la ecuación (47), así como el valor de salida del sistema como se muestra en la ecuación (48).

$$\begin{aligned}
x(k_i + 1 | k_i) &= Ax(k_i) + B\Delta u(k_i) \\
x(k_i + 2 | k_i) &= Ax(k_i + 1) + B\Delta u(k_i + 1) \\
&= A^2x(k_i) + AB\Delta u(k_i) + B\Delta u(k_i + 1) \\
\vdots &\quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\
x(k_i + N_p | k_i) &= A^{N_p}x(k_i) + A^{N_p-1}B\Delta u(k_i) + A^{N_p-2}B\Delta u(k_i + 1) + \dots \\
&\quad + CA^{N_p-N_c}B\Delta u(k_i + N_c - 1)
\end{aligned} \tag{47}$$

$$\begin{aligned}
y(k_i + 1 | k_i) &= Cx(k_i) + CB\Delta u(k_i) \\
y(k_i + 2 | k_i) &= CA^2x(k_i) + CAB\Delta u(k_i + 1) + CB\Delta u(k_i) \\
\vdots &\quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\
y(k_i + N_p | k_i) &= CA^{N_p}x(k_i) + CA^{N_p-1}B\Delta u(k_i) + \dots \\
&\quad + CA^{N_p-N_c}B\Delta u(k_i + N_c - 1)
\end{aligned} \tag{48}$$

Ahora, si se realiza la definición de los vectores presentados en las ecuaciones (49) y (50), es posible relacionar la salida que tendrá el sistema con las entradas medidas en un instante determinado de tiempo y el control que está siendo aplicado al SAPF como se muestra en la ecuación (51), con los parámetros matriciales que se definen en las ecuaciones (52) y (53).

$$Y = \begin{bmatrix} y(k_i + 1 | k_i) & y(k_i + 2 | k_i) & \dots & y(k_i + N_p | k_i) \end{bmatrix}^T \tag{49}$$

$$\Delta U = \begin{bmatrix} \Delta u(k_i) & \Delta u(k_i + 1) & \dots & \Delta u(k_i + N_c - 1) \end{bmatrix}^T \tag{50}$$

$$Y = Fx(k_i) + \Phi\Delta U \tag{51}$$

$$F = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ CA^3 \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix} \tag{52}$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} CB & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & 0 & \dots & 0 \\ CA^2B & CAB & CB & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \\ CA^{N_p-1}B & CA^{N_p-2}B & CA^{N_p-3}B & \dots & CA^{N_p-N_c}B \end{bmatrix} \tag{53}$$

Una vez obtenida la relación entre entrada y salida, es preciso adicionar al control la señal de referencia $r(k_i)$ que debe seguir la corriente de la fuente de alimentación del sistema para el instante

k_i dentro del horizonte de predicción, de modo que el control tenga el conocimiento de la posición hacia la que debe llevar su salida. Para este punto, se realiza la asunción de que la señal de referencia se mantiene constante dentro de la ventana de predicción. Dicho esto, el objetivo del control MPC es encontrar el mejor vector de señales de control ΔU que minimice el error entre la señal de referencia y la onda de la corriente de la fuente de alimentación.

Si se define el vector de referencia como se presenta en la ecuación (54), con tantas posiciones como muestras establecidas para el horizonte de predicción N_p , es posible establecer que la función de coste del control MPC es la que se puede observar en la ecuación (55), donde el primer término minimiza el error que se encuentra entre la señal de corriente de la fuente y la de referencia establecida, y el segundo término especifica el esfuerzo que ejecuta el controlador para lograr su objetivo de forma que $\bar{R} = r_\omega I_{N_c \times N_c}$ (con r_ω determinando el peso que se le da al control).

$$R_s^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix} r(k_i) \quad (54)$$

$$J = (R_s - Y)^T (R_s - Y) + \Delta U^T \bar{R} \Delta U \quad (55)$$

El proceso que permite encontrar el vector óptimo ΔU que minimiza la función de coste J se muestra a continuación. En la ecuación (56) se puede observar el proceso de sustitución de Y en J para obtener la función de optimización. A través de la ejecución de la derivada parcial de la función de coste J con respecto a la señal de control U e igualando posteriormente a cero, como se muestra en la ecuación (57), es posible encontrar que la solución óptima está modelada por la ecuación (58).

$$\begin{aligned} J &= (R_s - Fx(k_i))^T - \Phi \Delta U^T (R_s - Fx(k_i))^T - \Phi \Delta U + \Delta U^T \bar{R} \Delta U \\ J &= (R_s - Fx(k_i))^T (R_s - Fx(k_i)) - 2\Delta U^T \Phi^T (R_s - Fx(k_i)) + \Delta U (\Phi^T \Phi + \bar{R}) \Delta U \end{aligned} \quad (56)$$

$$\frac{\partial J}{\partial \Delta U} = -2\Phi^T (R_s - Fx(k_i)) + 2(\Phi^T \Phi + \bar{R}) \Delta U = 0 \quad (57)$$

$$\Delta U = (\Phi^T \Phi + \bar{R})^{-1} \Phi^T (R_s - Fx(k_i)) \quad (58)$$

De manera gráfica, la forma en diagrama de bloques que debe tener el controlador para conseguir lograr el comportamiento deseado puede observarse en la Figura 5.1. La solución óptima para la variable de control ΔU tendrá tantos elementos como muestras existentes en el horizonte de control N_p , pero el control ha de ser implementado utilizando únicamente el primer término encontrado, por lo que el vector de control $u(k_i)$ para el siguiente instante de tiempo tendrá la forma que se presenta en la ecuación (59), donde $\Delta U(1)$ corresponde al término deseado.

$$u(k_i) = u(k_i - 1) + \Delta U(1) \quad (59)$$

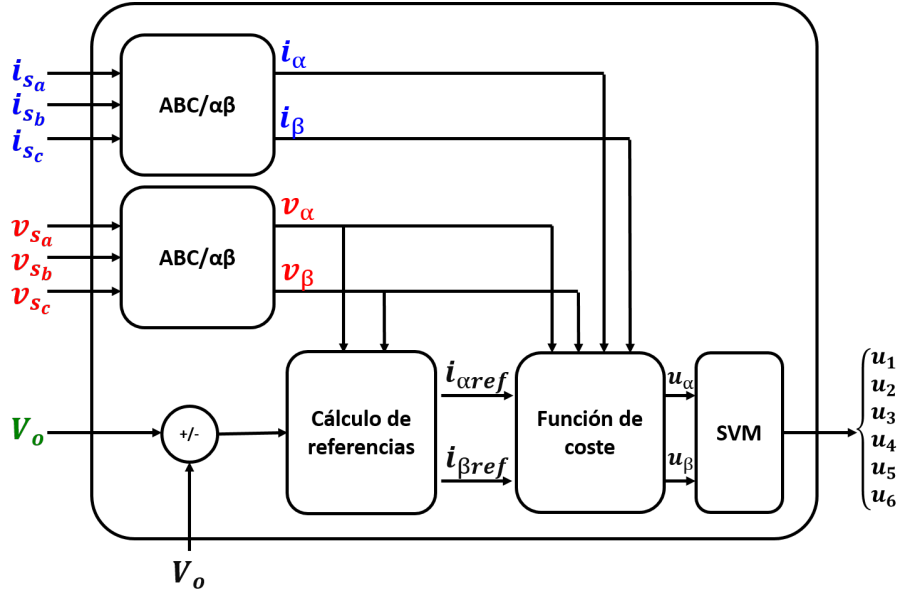


Figura 5.1: Diagrama de bloques de un control MPC.

5.1. Simulación de control predictivo de modelo

Para realizar la implementación del control MPC para el SAPF, se hace uso de un simulador de tiempo real llamado TrueTime, desarrollado para su uso con las plataformas de Matlab y Simulink, que facilita la ejecución de tareas de control, transmisiones de red y dinámica de planta continua. Adicionalmente, teniendo en cuenta que el objetivo del control es encontrar el incremento de la señal de control $\Delta U(k)$ que minimice el error entre la corriente de la fuente de alimentación y su referencia, se inicia el proceso de implementación de la simulación, transformando el problema de coordenadas A, B, C al marco de referencia $\alpha\beta$ (debido a los mismos beneficios mencionados en la sección anterior), por lo que para el SAPF de la simulación, es preciso definir ΔU_α y ΔU_β como se muestra en las ecuaciones (60) y (61), con los parámetros presentados en las ecuaciones de la (62) a la (64).

$$\Delta U_\alpha = E^{-1}(\Phi_R i_\alpha^* - \Phi_F x_\alpha(ki)) \quad (60)$$

$$\Delta U_\beta = E^{-1}(\Phi_R i_\beta^* - \Phi_F x_\beta(ki)) \quad (61)$$

$$E = \Phi^T \Phi + \bar{R} \quad (62)$$

$$\Phi_R = \Phi^T + R_s \quad (63)$$

$$\Phi_F = \Phi^T F \quad (64)$$

Entonces, para realizar la implementación del controlador en Simulink integrado a TrueTime, se hace uso del diagrama de bloques presentado en la Figura 5.2, donde, además de observar que existe un único bloque asociado a TrueTime, posteriormente se debe integrar un generador de pulsos que convierte las señales del vector de control en $\alpha\beta$ U a pulsos que pueden ser aplicados al SAPF $u(t)$. Dicho esto, a través de los códigos de programación que se presentan a continuación, asociados a archivos .m, se define el funcionamiento del controlador.

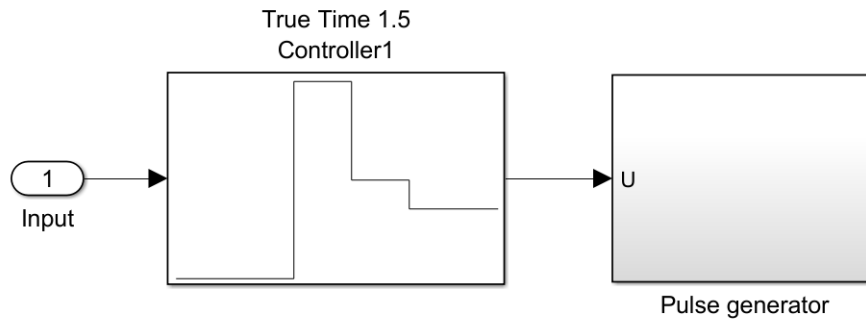


Figura 5.2: Módulo de control MPC para un SAPF.

Inicialmente, se realiza el establecimiento de los parámetros necesarios para el funcionamiento del MPC, y se realiza el cálculo de las matrices que modelan el sistema con una función llamada `mpcgain`. Posteriormente, se hace llamado al controlador de TrueTime, definido como se muestra, en donde se realiza el proceso de medición de parámetros relevantes, cálculo de estimaciones de los estados actuales y cálculo de predicciones. En este punto cabe mencionar que la estructura `data` es en donde se encuentran almacenados todos los valores necesarios para el funcionamiento del controlador.

```

% Modelo y parámetros del MPC
Np    = 8;
Nc    = 4;
rw    = 2;
Am    = [1 ts/L 0;
         0 1 ts*wo;
         0 -ts*wo 1];
Bm    = [-ts*Vo/(2*L); 0; 0];
Cm    = [1 0 0];

[Gp, Fp, R_p, Ap, Bp, Cp] = mpcgain(Am, Bm, Cm, Nc, Np);

```

```

% MPC Gain
function [Phi_Phi, Phi_F, Phi_R, A_e, B_e, C_e] = mpcgain(A, B, H, Nc, Np)

[m1, n1] = size(H);
[n1, n_in] = size(B);

A_e = eye(n1+m1, n1+m1);
A_e(1:n1, 1:n1) = A;
A_e(n1+1:n1+m1, 1:n1) = H*A;

B_e = zeros(n1+m1, n_in);

```

```

B_e(1:n1,:) = B;
B_e(n1+1:n1+m1,:) = H*B;

C_e          = zeros(m1,n1+m1);
C_e(:,n1+1:n1+m1) = eye(m1,m1);

n            = n1+m1;
h(1,:)      = C_e;
F(1,:)      = C_e*A_e;

for kk = 2:Np
    h(kk,:) = h(kk-1,:)*A_e;
    F(kk,:) = F(kk-1,:)*A_e;
end

v          = h*B_e;
Phi        = zeros(Np,Nc);           % Dimensiones de Phi
Phi        = v;                      % Primera columna Phi

for i = 2:Nc
    Phi(:,i) = [zeros(i-1,1);v(1:Np-i+1,1)]; % Iteraciones
end

BarRs      = ones(Np,1);
Phi_Phi    = Phi'*Phi;
Phi_F      = Phi'*F;
Phi_R      = Phi'*BarRs;

end

```

```

% Controlador de TrueTime
function [exectime, data] = controller(segment, data)

global data

switch segment,

    case 1,
        data.t      = ttCurrentTime;
        exectime    = 0;

    case 2,
        data.t      = ttCurrentTime;
        ts          = data.ts;
        t           = data.t;
        Vo_ref      = data.Vo_ref;
        Am          = data.Am;
        Hm          = data.Cm;
        Bm          = data.Bm;

        % Lectura de los valores de Tensión (v) y Corriente (i)
        va          = ttAnalogIn(1);
        vb          = ttAnalogIn(2);
        vc          = ttAnalogIn(3);
        ia          = ttAnalogIn(4);

```

```

ib          = ttAnalogIn(5);
ic          = ttAnalogIn(6);
vo          = ttAnalogIn(7);
io          = ttAnalogIn(8);

% Transformación a alpha-beta
I_ab        = data.clarke*[ia;ib;ic];
V_ab        = data.clarke*[va;vb;vc];
I_alfa      = I_ab(1);
I_beta      = I_ab(2);
V_alfa      = V_ab(1);
V_beta      = V_ab(2);
Vpcc_alfa   = data.X_est_alfa(2);
Vpcc_beta   = data.X_est_beta(2);

% Lazo externo y referencia
E_vo        = Vo_ref-vo;
data.Kint    = data.Kint + data.gainKi*data.ts*E_vo;
data.Kpot    = data.gainKp*E_vo;
data.K       = data.Kint + data.Kpot;
K           = data.K;

% Generación de las referencias de I_ref alfa y beta
I_ref_alfa   = K*V_alfa;
I_ref_beta   = K*V_beta;

% Observador: Filtro de kalman
% Alfa
Q_fk         = data.Q_fk;
P_fka        = data.P_fka;
m_alfa       = data.m_alfa;
X_est_alfa    = data.X_est_alfa;
X_est_alfa_old = X_est_alfa;
x0a          = Am*X_est_alfa + Bm*m_alfa;
Ka           = P_fka*Hm'*(Hm*P_fka*Hm'+0.001)^-1;
X_est_alfa    = x0a+Ka*(I_alfa-Hm*x0a);
P_fka        = P_fka - Ka*Hm*P_fka;
P_fka        = Am*P_fka*Am' + Q_fk;
data.X_est_alfa = X_est_alfa;
data.P_fka    = P_fka;

% Beta
Q_fk         = data.Q_fk;
P_fkb        = data.P_fkb;
m_beta       = data.m_beta;
X_est_beta    = data.X_est_beta;
X_est_beta_old = X_est_beta;
x0b          = Am*X_est_beta+Bm*m_beta;
Kb           = P_fkb*Hm'*(Hm*P_fkb*Hm'+0.001)^-1;
X_est_beta    = x0b+Kb*(I_beta-Hm*x0b);
P_fkb        = P_fkb-Kb*Hm*P_fkb;
P_fkb        = Am*P_fkb*Am'+Q_fk;
data.X_est_beta = X_est_beta;
data.P_fkb    = P_fkb;

% Control MPC
% Alfa

```

```

Fa      = data.R*p*I_ref_alfa - data.Fp*data.Xf_alfa;
DeltaU_alfa = data.invE*Fa;
deltaU_alfa = DeltaU_alfa(1,1);
data.malfa = data.malfa + deltaU_alfa;
y_alfa     = Hm*X_est_alfa;
data.Xf_alfa = [X_est_alfa - X_est_alfa_old; y_alfa];

% Beta
Fb      = data.R*p*I_ref_beta - data.Fp*data.Xf_beta;
DeltaU_beta = data.invE*Fb;
deltaU_beta = DeltaU_beta(1,1);
data.mbeta = data.mbeta + deltaU_beta;
y_beta     = Hm*X_est_beta;
data.Xf_beta = [X_est_beta - X_est_beta_old; y_beta];
data.Ualpha = -sqrt(3)/2*(data.mbeta);
data.Ubeta  = sqrt(3)/2*(data.malfa);

% Iteraciones
data.count1 = data.count1+1;
if data.count1 == data.delma
    data.count2 = data.count2+1;
    data.xa_vector(data.count2,:) = X_est_alfa;
    data.Va_vector(data.count2,1) = V_alfa;
    data.Ia_vector(data.count2,1) = I_alfa;
    data.Iaref(data.count2,1) = I_ref_alfa;
    data.Pout(data.count2,1) = (3/2)*(V_alfa*I_alfa + V_beta*I_beta);
    data.Qout(data.count2,1) = (3/2)*(V_beta*I_alfa - V_alfa*I_beta);
    data.count1 = 0;
end

exectime    = data.computing_time;

case 3,
% Salida:
ttAnalogOut(1,data.Ualpha);
ttAnalogOut(2,data.Ubeta);

% Próximo instante de activación:
ttSleepUntil(ttCurrentTime + data.h - data.computing_time);
exectime    = 0;

case 4,
ttSetNextSegment(2); % Loop al segmento 2
exectime    = 0;

end

```

A través de esta implementación se obtienen las respuestas que se presentan a continuación para los parámetros de mayor relevancia del sistema. En las Figuras 5.3 y 5.4 se obtiene el comportamiento de la fuente de alimentación del sistema para las dos cargas no lineales, en donde la señal de la corriente de la red se encuentra amplificada diez veces de modo que pueda ser visualizable en la misma gráfica que la tensión.

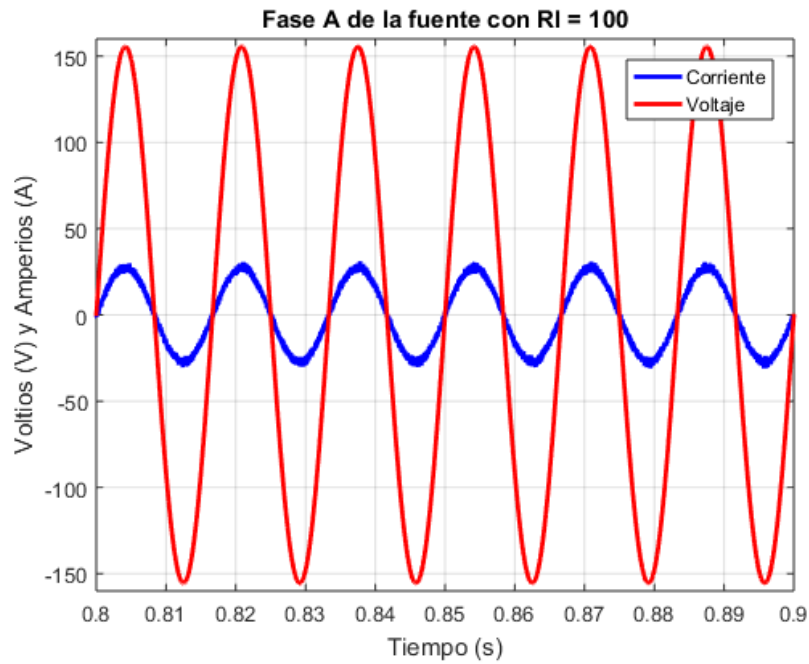


Figura 5.3: Gráfica detallada de voltaje y corriente (*10) para el sistema con compensación de SAPF y control MPC, con $R_l = 100$.

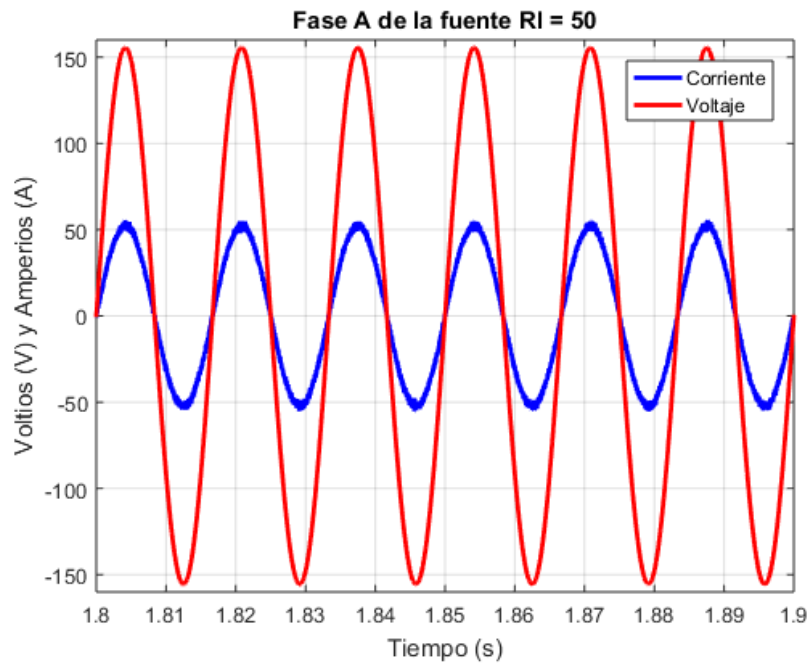


Figura 5.4: Gráfica detallada de voltaje y corriente (*10) para el sistema con compensación de SAPF y control MPC, con $R_l = 50$.

Ahora bien, para tener mayor certeza sobre el correcto comportamiento del filtro activo como compensador en el sistema bajo el control en desarrollo, se obtienen dos gráficas en donde es posible visualizar que la potencia reactiva oscila con baja amplitud alrededor de cero (ver Figura 5.5), lo que

significa que hubo corrección del factor de potencia; así como que el valor de la tensión de salida v_o , tiende a tomar el valor del voltaje de referencia DC establecido para el sistema.

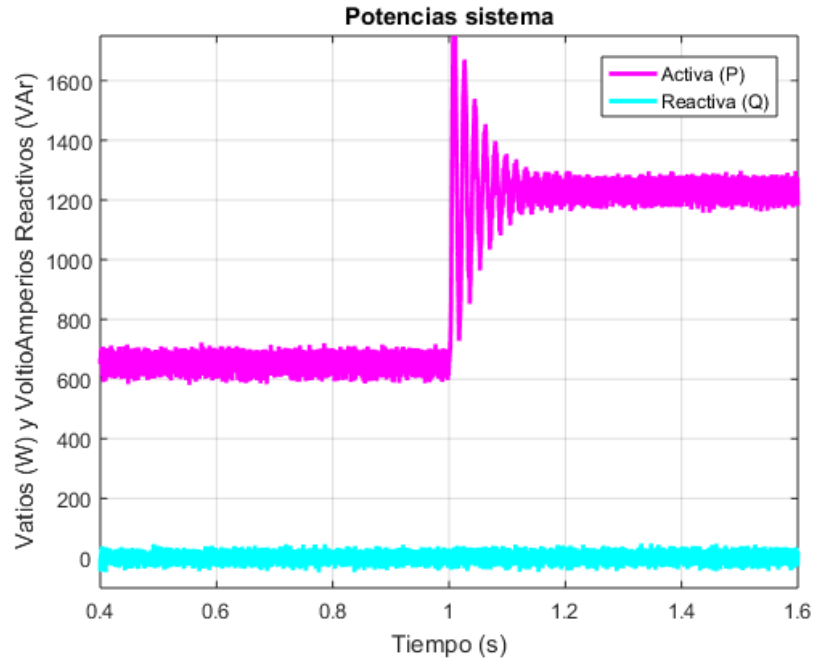


Figura 5.5: Gráfica de potencia activa y reactiva para el sistema con compensación de SAPF y control MPC.

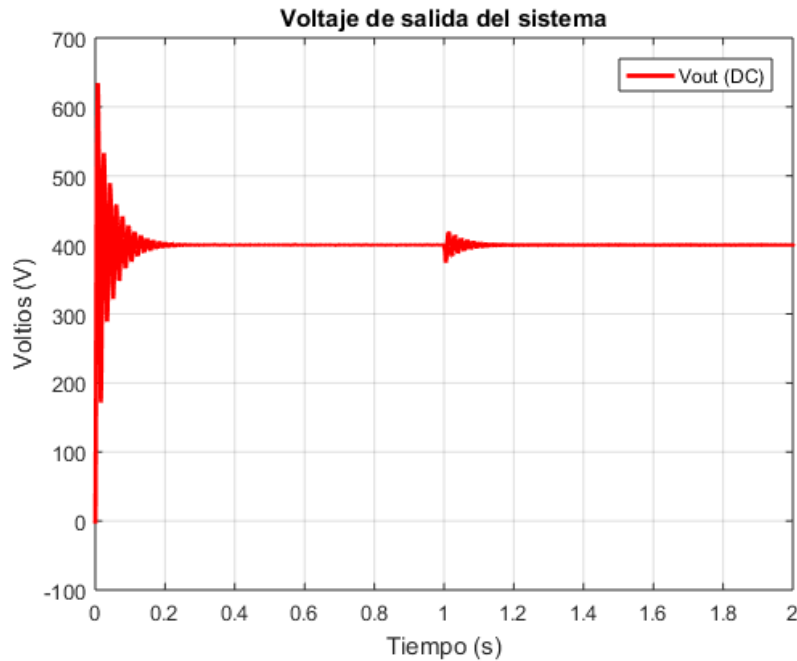


Figura 5.6: Gráfica del voltaje de salida para el sistema con compensación de SAPF y control MPC.

Finalmente, se obtiene la gráfica que permite observar las corrientes de mayor relevancia en el sistema (ver Figuras 5.7 y 5.8) en donde se encuentran: la corriente de la fuente de alimentación, la

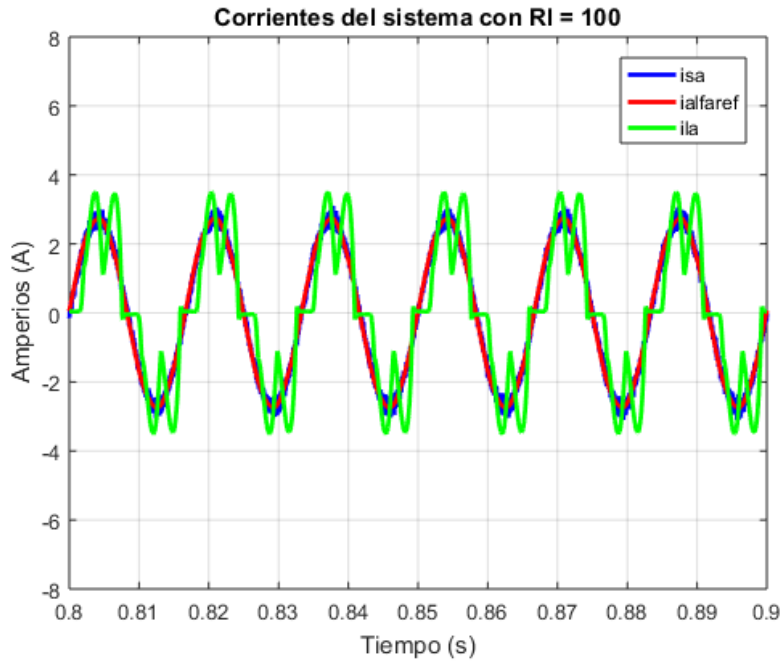


Figura 5.7: Gráfica detallada de corrientes relevantes para el sistema con compensación de SAPF y control MPC, con $R_l = 100$.

corriente que está siendo requerida por la carga no lineal y la corriente de referencia que está siendo determinada por el control. Allí es posible visualizar que efectivamente la corriente de la fuente de alimentación está siguiendo, en media, la corriente de referencia determinada, sin importar el valor de la corriente de ninguna de los dos valores presentados de carga no lineal.

5.2. Resultados de simulación con control predictivo de modelo

Para validar la calidad de energía entregada por el sistema tras su compensación a través de un filtro activo en paralelo con control MPC, se realiza nuevamente el uso de la herramienta de análisis de Matlab que aplica la Transformada de Fourier con la que se determina el valor del THD de la corriente de la fuente. En las Figuras 5.9 y 5.10 se puede observar el tramo de análisis de la señal de corriente de la fase A para la carga no lineal con $R_l = 100$ y con $R_l = 50$, respectivamente, así como el número de ciclos implementado (equivalente para los dos casos presentados) y la gráfica del análisis que permite obtener los resultados consignados en las Tablas 5.1 y 5.2.

Como era de esperarse tras observar las gráficas obtenidas en el sub-apartado anterior, el nivel de compensación obtenido al realizar la implementación del control MPC de un filtro activo en paralelo en un sistema con una carga no lineal tiene una mejora absoluta. Debido a la naturaleza de este tipo de controlador, el filtro activo es capaz de suministrar de una forma mucho más eficiente la corriente requerida para compensar los armónicos de la carga, y logra hacerlo manteniendo el nivel de voltaje DC de salida prácticamente equivalente al definido como referencia, tras alcanzarlo en un espacio de tiempo reducido.

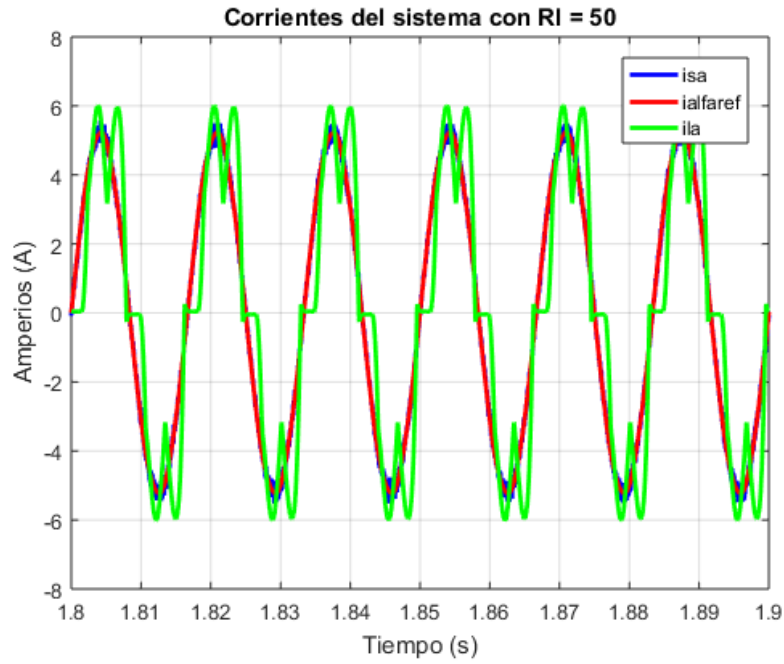


Figura 5.8: Gráfica detallada de corrientes relevantes para el sistema con compensación de SAPF y control MPC, con $R_l = 50$.

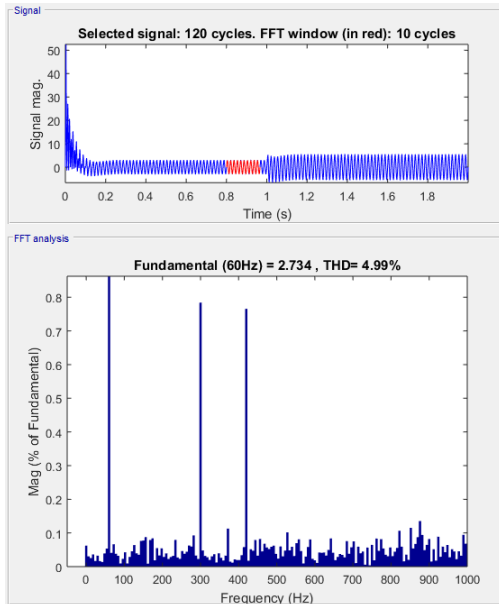


Figura 5.9: Gráfica del resultado del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control MPC, con $R_l = 100$.

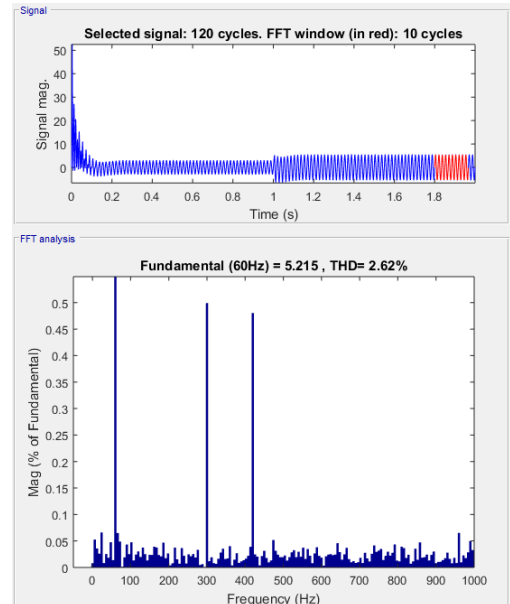


Figura 5.10: Gráfica del resultado del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control MPC, con $R_l = 50$.

Tabla 5.1: Valores obtenidos del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control MPC, con $R_l = 100$.

Parámetro	Valor
THD_i	1,06 %
$V_{DC_{t=0,99}}$	400,6155 V
h_{fund}	100 %
h_5	0,81 %
h_7	0,69 %
h_{11}	0,05 %
h_{13}	0,07 %

Tabla 5.2: Valores obtenidos del análisis FFT para la corriente en la fase A del sistema con compensación de SAPF implementando el control MPC, con $R_l = 50$.

Parámetro	Valor
THD_i	0,73 %
$V_{DC_{t=1,99}}$	400,0038 V
h_{fund}	100 %
h_5	0,53 %
h_7	0,51 %
h_{11}	0,04 %
h_{13}	0,04 %

6. Estudio comparativo

Seleccionar el tipo de control óptimo que tiene un dispositivo requiere conocer, además del comportamiento y los elementos con los que está creado el elemento mismo, el sistema al que se encuentra integrado para poder tener en cuenta todas las variables y limitaciones que se deben tener en cuenta durante su diseño. Dicho esto, el presente estudio comparativo pretende observar cuál de dos controladores analizados tiene mayor beneficio para el banco de pruebas desarrollado por el grupo de investigación SEPIC de la universidad, de forma que pueda ser probado físicamente con una respaldo de las características de funcionamiento que puede tener la planta.

6.1. Bases de evaluación

Dado que el objetivo de un filtro activo de potencia conectado en paralelo a un sistema que cuenta con una carga no lineal es mejorar la calidad de la energía que está siendo suministrada por una fuente, los parámetros que se estudiarán son los listados a continuación.

- Tasa de distorsión armónica total (THD) de la señal de corriente de la fuente de alimentación. Definida como la relación de la suma de las potencias de todas las componentes armónicas y la potencia de la frecuencia fundamental, permite conocer la desviación de la forma de onda no sinusoidal con respecto a la senoide pura de frecuencia fundamental. Dicho esto, un THD más bajo significa una reducción en las corrientes de pico, el calentamiento, las emisiones y la pérdida de núcleo en los motores, lo cual se encuentra inversamente relacionado con la calidad de la energía distribuida en un sistema.
- Análisis de primeros 4 armónicos impares presentes en la señal de corriente de la fuente de alimentación. Los armónicos son los componentes similares de una corriente eléctrica periódica descompuesta en la serie de Fourier y tienen una frecuencia que es múltiplo (n) de la frecuencia fundamental. Aquellos de rango par (n par) no suelen estudiarse en los entornos porque se anulan gracias a la simetría de la señal alterna, pero los armónicos de rango impar (n impar) deben ser estudiados debido a que tienen un espectro notable, excepto en las cargas trifásicas conectadas en triángulo que no tienen componentes de rango $n = 3$ y sus múltiplos. Dicho esto, se estudian los 4 primeros armónicos presentes porque representan los múltiplos de la frecuencia fundamental en donde existirá una mayor incidencia de la carga no lineal, y se pretende observar que sea efectivamente atenuado su efecto tras la conexión del SAPF.
- Promedio de potencia reactiva. Al estar directamente relacionada con el factor de potencia de un sistema, es importante observar el comportamiento de la potencia reactiva del mismo ya que, a pesar de ser necesario que sea lo más cercano posible a cero, se ha de reconocer que por el método de trabajo del SAPF se encontrará un rizado que debería girar entorno a dicho número o a un valor reducido para poder validar que el desfase existente entre voltaje y corriente de la fuente de alimentación sea el mínimo.

- Voltaje DC de salida del filtro. Teniendo en cuenta las características del SAPF, es preciso observar que voltaje DC establecido de referencia para el sistema sea alcanzado en el menor tiempo posible, y que se mantenga lo más constante durante su estado estacionario ya que de ello dependerá que el filtro activo pueda cumplir con su finalidad de suministro de corriente correspondiente a los armónicos de la carga no lineal.

6.2. Tabla comparativa

En la Tabla 6.1 se presentan de manera centralizada y resumida, los resultados obtenidos para cada una de las simulaciones presentadas a lo largo del documento, de forma que puedan hacerse evidente las diferencias que se presentan con el uso de cada controlador para los parámetros de estudio definidos.

6.3. Análisis de resultados

A partir de la tabla comparativa anteriormente presentada, así como las gráficas presentadas en las secciones correspondientes a cada simulación realizada, es posible observar que los dos controladores estudiados a lo largo de este trabajo de fin de máster, cumplen con su objetivo de dominar la dinámica del filtro activo en paralelo que se adiciona al sistema que cuenta con una carga no lineal, tal que mantenga la señal de corriente de la fuente de alimentación sin distorsión armónica significativa.

Dicho esto, es evidente que existen grandes diferencias entre los dos controles simulados, las cuales, para cada uno de los puntos relevantes del sistema, se analizan en detalle a continuación.

- Aunque la lógica del control en el marco de referencia $\alpha\beta$ es mucho más simple de entender y puede ser implementada de forma análoga y/o digital, es evidente que tiene una gran cantidad de componentes a ajustar como lo son las ganancias de los PI y los PRES. Este hecho genera que el tiempo de implementación del controlador sea alto y su comportamiento dependa específicamente de los parámetros mismos que definen el sistema, limitando su capacidad notablemente. Adicionalmente, teniendo en cuenta el modo de funcionamiento de los PRES, es necesario que se implemente uno por cada armónico que se desea atenuar. Por su lado, el control MPC se presenta con una implementación únicamente digital pero más “sencilla” ya que contiene una cantidad de bloques reducida, cada uno de los cuales cuenta con tareas específicas de forma que puede ser generalizado para variaciones del sistema. Esto se debe a que el control cuenta con matrices que definen el comportamiento del SAPF y no solo depende de las mediciones del sistemas sino que adicionalmente tienen en cuenta estimaciones del comportamiento de las señales a controlar a futuro. Sin embargo, de este segundo tipo de control, es preciso reconocer que tiene una carga de cálculos matemáticos superior debido a las mismas matrices que hacen la optimización del proceso.
- Conociendo con anticipación la normativa para España referente a los armónicos que pueden existir en una red eléctrica con cargas no lineales, en donde se establece que el valor de la

Tabla 6.1: Comparación de diferentes controles para un SAPF de compensación de un sistema con carga no lineal.

Parámetro	Un	Sin SAPF	Control AB	Control MPC
Lógica de control	n.a.	n.a.		
Carga	Ω	100	50	50
THD	%	40,46	1,78	1,06
h_5	%	37,40	1,46	0,81
h_7	%	13,26	0,89	0,69
h_{11}	%	7,15	0,23	0,05
h_{13}	%	3,42	0,17	0,07
\bar{V}_o	V	0	393,7948	400,6155
\bar{Q}	VAr	213,4033	14,9679	12,7966
Resultados	n.a.			

tasa de distorsión armónica total (*THD*) presente en un sistema no debe superar el 5 %, los dos controladores cumplen con la compensación requerida para las dos cargas establecidas, a pesar de que el control en el marco de referencia $\alpha\beta$ lo hace con menor precisión. Dicho esto, y recalcando la gran cantidad de parámetros que deben ser ajustados en el control en el marco de referencia $\alpha\beta$ es posible que con un mejor ajuste de sus parámetros, así como la inicialización del sistema antes que el control para que exista una precarga en el condensador de salida, se logre alcanzar un porcentaje de distorsión armónica en la corriente de la fuente de alimentación que cumpla la normativa. Sin embargo, es evidente que el proceso que tomaría hacerlo es mucho superior al de la implementación del controlador MPC en donde únicamente se debe realizar el proceso de ajuste del lazo exterior de control.

- El voltaje de salida *DC* del SAPF es de gran importancia para la compensación de armónicos ya que de él depende la corrección de la corriente de alimentación. Esto se debe a que el voltaje, cuyo valor de referencia siempre debe ser superior al del voltaje de la red, que se encuentra directamente asociado a la capacidad de almacenamiento de energía por parte del condensador o batería que se encuentre a la salida del filtro, que permite suplir la corriente que compensa los armónicos generados por la carga no lineal. Alcanzar y mantener el voltaje *DC* en el valor especificado, asegura que el filtro activo pueda responder ante la demanda de energía de la carga, de forma que la fuente de alimentación no deba suplirla y pueda permanecer con su comportamiento netamente sinusoidal. El controlador en el marco de referencia $\alpha\beta$, aunque presenta valores muy cercanos a los 400 V implementados como referencia no llega alcanzarlos como valor medio para ninguna de las dos cargas a las que se somete el sistema, mientras que el controlador MPC sí. Pero además, en las gráficas de voltaje de salida *DC* de los dos tipos de controles simulados durante el mismo tiempo, es posible observar que el control en coordenadas $\alpha\beta$ toma un tiempo superior a llegar a su estado estacionario, con un leve rizado en la respuesta, mientras que el control MPC desde un cuarto de tiempo total de simulación tiene su valor alrededor del valor de referencia con un rizado prácticamente desapercibido.
- Analizar el valor medio de la potencia reactiva que está teniendo el sistema permite re-validar que el SAPF está funcionando como compensador de armónicos ya que, mientras menor y más cercano sea su valor a cero, mejor será el factor de potencia del sistema mismo. Como era de esperarse por los resultados anteriormente analizados en el presente apartado, el controlador MPC consigue reducir la potencia reactiva mucho más que el controlador en el marco de referencia $\alpha\beta$ para las dos cargas a las que fue sometido el sistema. Su valor, en pocas palabras, es una consecuencia de los puntos ya mencionados por lo que únicamente se hará énfasis en que, una vez más, el controlador MPC tiene mejor comportamiento en cuanto a sus resultados para esta variable.
- A pesar de que para los dos controles presentados es posible visualizar la compensación de los armónicos ya que el resultado es una onda de corriente sinusoidal que se encuentra efectivamente en fase con la onda del voltaje, en el caso del controlador en el marco de referencia $\alpha\beta$ existe un rizado superior que en el controlador MPC. Esto se debe a que el primer controlador tiene

una capacidad de conmutación menor que la del segundo controlador, haciendo que la señal de corriente de referencia no pueda ser seguida de manera tan precisa, estableciendo un error de manera inminente.

- Con respecto a los primeros cuatro armónicos no impares del sistema es posible observar que los dos controladores consiguen atenuar significativamente el porcentaje que tienen asociados, lo cual permite obtener como resultado de su implementación una onda de corriente sinusoidal que se encuentra efectivamente en fase con la onda del voltaje. atenúan el porcentaje que tienen con respecto a la frecuencia fundamental del sistema. Sin embargo, el controlador en el marco de referencia $\alpha\beta$ atenúa en menor proporción que el control MPC los valores de h_{11} y h_{13} , comportamiento que se debe a que en dicho control no hay PRES implementados específicamente para las frecuencias de 660 y 780 Hz. Adicionarlos, además de incrementar el número de parámetros a ajustar no implica que se mejore el funcionamiento del SAPF como compensador. En contraste, el controlador MPC hace una atenuación prácticamente total de los armónicos h_{11} y h_{13} y una menos precisa de los armónicos h_5 y h_7 , y sin embargo, tiene un *THD* inferior que en el del controlador en el marco de referencia $\alpha\beta$. Esto se debe a que, teniendo en cuenta que los valores presentados de los armónicos son porcentuales con respecto a la frecuencia fundamental, al tener una atenuación significativa de la distorsión a la frecuencia de operación del sistema, el porcentaje de asociación con los armónicos se reduce de manera relevante, corrigiendo de manera general el nivel de afectación de la corriente de la fuente de alimentación.
- En las figuras presentadas dentro de la tabla comparativa de esta sección, es posible observar con claridad la diferencia que existe en el comportamiento de la corriente de la fuente de alimentación del sistema según la implementación de cada uno de los dos controladores estudiados para el filtro activo. Aunque para los dos casos es posible visualizar la compensación de los armónicos ya que el resultado es una onda de corriente sinusoidal que se encuentra efectivamente en fase con la onda del voltaje, en el caso del controlador en el marco de referencia $\alpha\beta$ existe un rizado superior que en el controlador MPC. Esta respuesta se debe a que el primer controlador tiene una capacidad de conmutación menor que la del segundo controlador, haciendo que la señal de corriente de referencia no pueda ser seguido de manera tan precisa y, por tanto, permitiendo la existencia de un error de manera inminente.
- Finalmente, es relevante mencionar que el control MPC tiene un *THD* inferior que el del control en coordenadas $\alpha\beta$ y al ser este el parámetro de más relevancia para analizar, ya que informa el porcentaje de energía que está siendo desperdiciada, estable que, en definitiva, el control MPC es mejor que el control en coordenadas $\alpha\beta$ para el sistema simulado.

7. Conclusiones

Los filtros activos en paralelo (SAPF) permiten incrementar y mejorar la calidad de los sistemas de potencia correctamente, pero su efectividad y eficacia depende completamente del controlador que a ellos se aplica, ya que la dinámica que domina su comportamiento no es fácil de modelar. De los controladores presentados, en el marco de referencia $\alpha\beta$ y MPC, es posible concluir que a través de la implementación del segundo, el sistema tiene un mejor desempeño a nivel general, aunque los dos cumplen con los objetivos de funcionamiento deseado realizando la compensación de armónicos generados por una carga no lineal, de manera que la onda de la señal de corriente de la fuente de alimentación del sistema simulado permanece sinusoidal.

El controlador en el marco de referencia $\alpha\beta$, a pesar de ser comúnmente utilizado, no permite obtener una respuesta estacionaria debido a la presencia de su PI y los múltiples PRES que requiere para poder atenuar efectivamente los armónicos presentes en el sistema y, a pesar de tener una lógica de control fácilmente entendible e implementable, existe una alta complejidad en el proceso de ajuste que dichos elementos que lo componen requieren de forma que no existan resonancias que empeoren la calidad de la red.

El controlador MPC permite obtener una respuesta del sistema mucho mejor que la del controlador referenciado anteriormente ya que, a través del uso de una única ley de control puede cumplir múltiples objetivos y restricciones que hacen parte del sistema. Aunque a nivel computacional requiere una capacidad de procesamiento superior, este control permite evaluar todas las posibles acciones de control que se pueden ejecutar sobre un sistema de estados finitos, para escoger aquella que acerca al sistema mismo a la dinámica deseada.

A través de las simulaciones efectuadas y la tabla de resultados comparativa presentada, es posible observar y corroborar que los dos controladores analizados corrigen las distorsiones presentes en el sistema, así como determinar que el segundo controlador mencionado (MPC) tiene características que permiten que la compensación realizada sea mejor que la del primer controlador (marco de referencia $\alpha\beta$), cumpliendo con la normativa que rige los elementos y aplicaciones que requieren potencia en España, por lo que entre éstos, se recomienda al grupo de investigación de la universidad realizar la implementación del banco de pruebas experimentales con el Control Predictivo de Modelo.

Referencias

- [1] Power Electronics, *Notas de aplicación: Armónicos en sectores industriales*. En línea, disponible en: http://www.downloads.power-electronics.com/16%20POWER%20ACADEMY/01_POWER_ACADEMY_GENERAL_ANTIGUOS/p_general/VF_IFS0003AE.pdf
- [2] Schneider Electric España S.A, *Guía de diseño de instalaciones eléctricas*. Colección técnica, 2010. En línea, disponible en: <https://www.schneider-electric.es/es/download/document/020511E10/>
- [3] O. Trujillo, *Filtro activo de potencia paralelo, descripción y relaciones de impedancia*. Energética (Revista del Instituto de Energía Facultad de Minas) N° 43 - Universidad Nacional, Medellín - Colombia, junio de 2014. En línea, disponible en: <https://www.redalyc.org/pdf/1470/147040026008.pdf>
- [4] F. Jimenez y P. Cárdenas, *Métodos y estrategias de control para filtros activos de potencia*. Revista Intekhnia Vol 2 N° 5. En línea, disponible en: https://www.researchgate.net/publication/313467006_Metodos_y_Estrategias_de_Control_para_Filtros_Activos_de_Potencia
- [5] B. Singh, A. Sharma y H. Singh, *An introduction of shunt active power filter (SAPF) to improve power quality*. International Journal of Enhanced Research in Science Technology & Engineering Vol 2 N° 3, marzo de 2013. En línea, disponible en: <https://pdfs.semanticscholar.org/9f40/8ec64d18d4503c0532b9da45ede4e5ffd94f.pdf>
- [6] R. Zahiraa y A. Peer, *A technical survey on control strategies of active filter for harmonic suppression*. International Conference on Communication Technology and System Design, 2011. En línea, disponible en: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1877705812009253>
- [7] T. Narongrit, K-L. Areerak y K-N. Areerak, *The comparison study of current control techniques for active power filters*. World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electrical and Computer Engineering Vol:5, No:12, 2011. En línea, disponible en: https://pdfs.semanticscholar.org/f949/6cde76aad23f70aef9e6a5e11ccc744e1717.pdf?_ga=2.191371049.289609808.1547913345-1371515583.1547462705
- [8] A. Zabaleta y M. Palacio, *Controlador difuso parametrizable basado en un núcleo de procesamiento reconfigurable descrito en VHDL*. Revista Científica Ingeniería y Desarrollo N° 22 - Universidad del Norte, Barranquilla - Colombia, diciembre de 2017. En línea, disponible en: <http://rcientificas.uninorte.edu.co/index.php/ingenieria/article/viewArticle/2105/5984>
- [9] L. Malesani, P. Mattavelli y S. Buso, *Dead-beat current control for active filters*. Università Degli Studi di Padova, Padova - Italia. En línea, disponible en: http://www.dei.unipd.it/~pel/Pagine_Personali/Simone/Articoli%20pdf/1998/IECON98.pdf
- [10] K. Antoniewicz y M. Malinowski, *Comparison of current control strategies for four-leg shunt active power filter in Matlab-Simulink*. Warsaw University of Technology, Koszykowa - Warsaw, 2014. En línea, disponible en: <http://pe.org.pl/articles/2014/10/52.pdf>

- [11] K. Sarasvathy, L. Luciana, S. Kumar, *Comparison of sine, hysteresis, SVPWM and predictive PWM techniques for shunt active power filter*. International Conference on Electrical, Instrumentation and Communication Engineering, 2017. En línea, disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8191934>
- [12] Y. Chen y X. Zha, *A novel active power filter topology based on coordinate transformation*. 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, junio de 2009. En línea, disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5138195>
- [13] Automatic Control - Faculty of Engineering, *TrueTime*. Lund University, Lund, Suecia. En línea, disponible en: <http://www.control.lth.se/research/tools-and-software/truetime/>
- [14] L. Tarisciotti, A. Formentini, A. Gaeta, M. Degano, P. Zanchetta, R. Rabbeni y M. Pucci, *Model predictive control for shunt active filters with fixed switching frequency*. IEEE Transactions on Industry Applications Vol 53 N° 1, enero de 2017. En línea, disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7562477>
- [15] S. Kouro, P. Cortés, R. Vargas, U. Ammann y J. Rodríguez, *Model predictive control - A simple and powerful method to control power converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics Vol. 56 N° 6, junio de 2009. En línea, disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4682711>
- [16] V. Gonuguntala, A. Fröbel y R. Vick, *Direct model predictive control based mitigation of harmonics using active power filter*. Renewable Energy and Power Quality Journal (RE&PQJ) N° 16, Salamanca - España, abril de 2018. En línea, disponible en: https://www.researchgate.net/publication/329001070_Direct_Model_Predictive_Control_Based_Mitigation_of_Harmonics_Using_Active_Power_Filter
- [17] R. Guzmán, L. Vicuña, M. Castilla, J. Miret, y A. Camacho, *Finite control set model predictive control for a three-phase shunt active power filter with a kalman filter-based estimation*. Energies N° 10, octubre de 2017. En línea, disponible en: <https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2117/108982/energies-10-01553.pdf>
- [18] P. Zanchetta, P. Cortes, M. Perez, J. Rodríguez y C. Silva, *Finite states model predictive control for shunt active filters*. 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne - Australia, noviembre de 2011. En línea, disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6119375>
- [19] R. Aguilera, P. Lezana, y D. Quevedo, *Finite-control-set model predictive control with improved steady-state performance*. IEEE Transactions on Industrial Electronics Vol 9 N° 2, mayo de 2013. En línea, disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6256724>
- [20] L. Wang, *Model predictive control system design and implementation using MATLAB*. Springer-Verlag London Limited, Melbourne - Australia, 2009.

- [21] R. Guzman, L. Garcia, J. Morales, M. Castilla y J. Miret, *Model-based control for a three-phase shunt active power filter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics Vol 63 N° 7, julio de 2016.